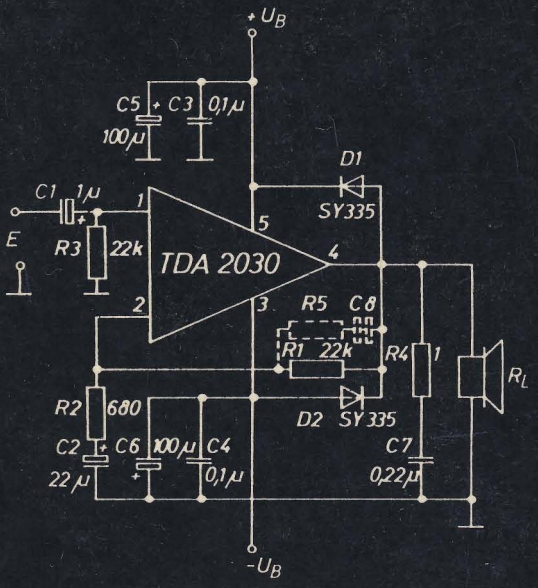
amateurreihe

electronica



Dietmar Schiller

210

NF-Verstärker-Praxis

electronica · Band 210

DIETMAR SCHILLER

NF-Verstärker-Praxis

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

2., überarbeitete Auflage, 1983
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) — Berlin, 1981
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Angelika Prüfert, Ingeborg Haendschke
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 15. Oktober 1982
LSV 3539
Bestellnummer: 746 525 1
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Einführung 7

2. Dimensionierung von Endverstärkern 8
2.1. Wahl der Endstufenschaltung 8
2.2. Bestimmung der Leistungstransistoren 9
2.2.1. Grenz- und Kennwerte 9
2.2.2. Berechnung der erforderlichen Verlustleistung und des Kollektorstroms 16
2.2.3. Erforderlicher Wärmewiderstand des Kühlkörpers ... 17
2.3. Gegentakt-B-Verstärker mit Ausgangs- und Treiberübertrager 20
2.3.1. Paarigkeit der Endtransistoren 20
2.3.2. Bestimmung der maximalen Betriebsspannung und des Lastwiderstands 20
2.3.3. Ausgangsleistung, Kollektorverlustleistung und aufgenommene Gleichstromleistung 21
2.3.4. Ausgangsübertrager 23
2.3.5. Eingangswiderstand und Basisspannungsteiler der Endtransistoren 25
2.3.6. Treiberstufe und Treiberübertrager 29
2.4. Serien-Gegentakt-Verstärker oder eisenlose Endstufe 31
2.4.1. Die Weiterentwicklung des transformatorgekoppelten Verstärkers zur eisenlosen Endstufe 31
2.4.2. Die Funktion des Serien-Gegentakt-Verstärkers 35
2.4.3. Dimensionierungshinweise und Berechnungsbeispiel .. 39

3. Integrierte Leistungsverstärker 44
3.1. Eigenschaften, Vor- und Nachteile integrierter Schaltungen 44
3.2. Elektrischer Aufbau und Wirkungsweise 45
3.3. Beschreibung der Funktionsgruppen 46
3.3.1. Eingangsverstärker 46
3.3.2. Treiber- und Endstufe 46
3.3.3. Abgleich- und Regelnetzwerk 48
3.3.4. Wärmeschutzschaltung 49
3.4. Typische elektrische Eigenschaften 50

3.4.1. Betriebsspannungsbereich 50
3.4.2. Lastwiderstand, Ausgangsleistung 50
3.4.3. Verlustleistung, Kühlung 51
3.4.4. Eingangsspannung 52
3.4.5. Eingangswiderstand, Rauschoptimum 52
3.4.6. Verstärkung 52
3.4.7. Frequenzgang 52
3.4.8. Brummspannungsunterdrückung 53
3.4.9. Klirrfaktor 54
3.5. Anwendungsbeispiele 54
3.5.1. Grundschaltung mit Last gegen Masse 54
3.5.2. Schaltung mit Last gegen Versorgungsspannung 54
3.5.3. Stereoverstärker 54
3.6. Applikationshinweise 55
3.7. Integrierte Verstärker größerer Leistung 56
3.7.1. Gehäuse und Kühlkörper 56
3.7.2. Schutzschaltungen 58
3.7.3. Schaltungsbesonderheiten 65
3.7.4. Erhöhung des Ausgangsstroms 67
3.7.5. Brückenschaltung 68
3.7.6. Moderne integrierte Leistungsverstärker und ihre Schaltungstechnik 71
4. Stereoverstärkerbaustein 81
4.1. Allgemeines 81
4.2. Beschreibung der Schaltung 81
4.3. Aufbau 85
4.4. Technische Daten 86
4.5. Hinweise zu Schaltungsaufbau und Abgleich 88
4.6. Betriebsspannungsversorgung 90
4.7. Stereoverstärker mit den integrierten Schaltkreisen *A 273 D, A 274 D* 91
5. Transistoruniversalverstärkerbaustein 96
5.1. Allgemeines 96
5.2. Beschreibung der Schaltung 96
5.3. Schaltungsvarianten 102
5.4. Aufbau und Bestückung 104
5.5. Inbetriebnahme und Erprobung 110
5.6. Geräteaufbau und -prüfung 121
5.7. Betriebsspannungsversorgung 124
Literaturhinweise 128

Vorwort

Die Entwicklung auf dem Gebiet der Niederfrequenzverstärker wurde während der vergangenen 30 Jahre durch den Siegeszug der Halbleitertechnik vorangetrieben. Angefangen von den transformatorgekoppelten Leistungsendstufen über den Seriengegentaktverstärker, wird der gegenwärtige Entwicklungsstand durch den vollintegrierten Leistungsverstärker bestimmt. Auf dem Gebiet der Amateurliteratur wurde der Niederfrequenzverstärker während der letzten 10 Jahre nur teilweise, meist durch Veröffentlichung fertiger Schaltungen, berücksichtigt. Das kommt zwar den Wünschen der, oft unerfahrenen, Amateure entgegen, bringt aber die Gefahr mit sich, daß eine derart nachgebaute Schaltung nicht funktioniert oder, wenn die angegebenen Bauelemente nicht greifbar sind, nicht optimal ausgelegt werden kann. Vom Amateur wird nicht gefordert, nach dem „Warum" zu fragen, und er weiß sich deshalb bei auftretenden Fehlern meist nicht zu helfen.

Die zweite, stark überarbeitete Auflage dieser Broschüre soll, wenn auch in beschränktem Umfang, dazu beitragen, daß sich der Amateur mit der Theorie und Praxis der Niederfrequenzverstärker näher vertraut machen kann. Der für den diskreten Verstärkeraufbau wichtigste und am schwersten zu beherrschende Teil des Niederfrequenzverstärkers, der Endverstärker, seine Dimensionierung und Berechnung in transformatorgekoppelter sowie eisenloser Ausführung bestimmen einen wesentlichen Teil des Heftes.

In einem weiteren Abschnitt werden integrierte Leistungsverstärker, ihre Wirkungsweise und Schaltungstechnik beschrieben. Dem fortschreitenden Stand der Technik Rechnung tragend, wurden einige integrierte Leistungsverstärker ausländischer Hersteller aufgenommen, die zum gegenwärtigen Zeitpunkt die Weltspitze auf diesem Gebiet bestimmen.

Dem schließt sich die Bauanleitung einer Leiterplatte „Stereoverstärker mit 2 × *A 210 K*" und eine Bauanleitung für einen eisenlosen Universalverstärkerbaustein an. Mit diesem Themenkreis werden erfahrene Amateure sowie Elektronik-Arbeitsge-

meinschaften an Schulen, Stationen Junger Techniker und Klubstationen der *Gesellschaft für Sport und Technik* angesprochen.

Besonderen Dank gilt dem Militärverlag der DDR sowie den Mitarbeitern der *Station Junger Techniker und Naturforscher*, Königstein und Herrn Dipl.-Ing. *Hermann Dornfeld* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder), Außenstelle Leipzig.

Heidenau, im Sommer 1982

Dietmar Schiller

1. Einführung

Viele junge Amateure, die sich mit dem interessanten Hobby *Elektronik* befassen, haben schon bald die Absicht, einen Stereoverstärker für ihren Plattenspieler oder einen leistungsfähigen Mischverstärker für die Klassendisko, möglichst mit 20 W Ausgangsleistung und mehr, aufzubauen. In einer Schaltungssammlung oder Zeitschrift findet der junge Amateur eine ihm günstig erscheinende Schaltung, er kauft sich das nicht gerade billige Material und baut den Verstärker auf. Nachdem durch wildes Schwingen dieses Aufbaus einige Endstufentransistoren „gehimmelt" worden sind, gibt er es entweder auf oder läßt sich von erfahrenen Amateuren beraten. Doch nicht jeder „alte Hase" hat Erfahrung auf dem Gebiet der Verstärkertechnik, und gerade mit eisenlosen Endstufen zahlt auch der Praktiker noch oft Lehrgeld. Deshalb sollte sich jeder Elektronikamateur immer wieder einprägen, daß die so leicht erscheinende Verstärkerschaltung nicht einfach nur nach Stromlaufplan zusammengebaut werden kann und dann funktioniert, sondern daß es auf einen äußerst sorgfältigen Aufbau ankommt und bestimmte Meßgeräte unbedingt erforderlich sind. Diese findet man meist in Arbeitsgemeinschaften *Elektronik* an Schulen bzw. *Stationen Junger Techniker* oder in Klubstationen der *Gesellschaft für Sport und Technik*. Dem jungen, noch unerfahrenen Amateur ist die Teilnahme an einer der genannten Einrichtungen unbedingt anzuraten.

Anliegen dieser Broschüre ist es deshalb, dem ernsthaften Amateur praktische Dimensionierungs-Aufbau- und Abgleichhinweise für die Entwicklung von Transistorleistungsverstärkern zu geben und diese an Hand eines nachbausicheren Universalverstärkerbausteins zu demonstrieren. Dabei sollte man das Wort „nachbausicher" nicht so verstanden wissen, daß nun jeder Anfänger den Universalverstärker sofort nachbauen kann. Auch die beste Bauanleitung ersetzt weder die fehlende Erfahrung noch das Gefühl und das Wissen um die Bauelemente.

2. Dimensionierung von Endverstärkern

2.1. Wahl der Endstufenschaltung

Grundlage für die Entwicklung einer Verstärkerschaltung sollten folgende Fragen sein:

— Welche Ausgangsleistung wird benötigt?
— Welche Betriebsspannung steht zur Verfügung?
— Welchen Wert hat der Lastwiderstand (Lautsprecher oder Lautsprechergruppe)?

Da der Amateur vielfach Schwierigkeiten beim Beschaffen der Bauelemente hat, sind für ihn noch einige andere Fragen von Bedeutung:

— Welche Leistungstransistoren oder Schaltkreise stehen zur Verfügung?
— Wie kann man auf einfache Weise Leiterplatten selbst herstellen?
— Wird für den geplanten Verstärker ein schon vorhandenes Gehäuse genutzt oder ein solches selbst angefertigt?

Die Antworten auf die ersten drei Fragen legen die Art des Endverstärkers fest, die übrigen bestimmen die Abmessungen des Geräts und den technologischen Bauablauf. Bei Ausgangsleistungen bis etwa 10 W und problemloser Spannungsversorgung sollte in jedem Fall der integrierte Leistungsverstärker gewählt werden. Diese preiswerten Bausteine benötigen nur noch wenig externe Bauelemente für einen kompletten NF-Verstärker. Will man eine Leistung von 3 bis 5 W mit der 6-V-Autobatterie erreichen, so ist das mit integrierten Verstärkern allerdings nicht ohne weiteres möglich. In einem solchen Fall hilft entweder die transformatorgekoppelte Endstufe oder der Bau eines Transverters von 6 auf 12 ... 14 V. Sind noch keine Bauelemente für eine „Eisenendstufe" vorhanden, so ist die zweite Variante unbedingt vorzuziehen.

Für das Gebiet der mittleren bis großen Ausgangsleistungen bei niederohmigen Lastwiderständen und beliebig zu wählender Betriebsspannung ist wegen ihrer günstigen Eigenschaften nur die Seriengegentaktschaltung in B-Betrieb oder *eisenlose End-*

stufe zu empfehlen. Diese Schaltung wird in zahllosen Varianten als NF-Verstärker eingesetzt. Auch die integrierten Leistungsverstärker beruhen darauf. Probleme treten nur dann auf, wenn die Betriebsspannung nicht mehr frei wählbar oder der Lastwiderstand hochohmig ist, da diese Größen bei der eisenlosen Endstufe in fester Beziehung zueinander stehen. In einem solchen Fall muß dann zur transformatorgekoppelten Endstufe gegriffen werden. Steht z. B. für einen Portable-Verstärker mit einer erforderlichen Ausgangsleistung von 25 W die 12-V-Autobatterie zur Verfügung, so kann diese Leistung nur durch die letztgenannte Schaltung realisiert werden. Das ist darauf zurückzuführen, daß beim transformatorgekoppelten Endverstärker die Leistungstransistoren über den Ausgangsübertrager die volle Betriebsspannung erhalten. Außerdem kann der Lastwiderstand durch ein optimales Übersetzungsverhältnis transformatorisch an die Endstufe angepaßt werden, während beim eisenlosen Seriengegentaktverstärker jeder Leistungstransistor nur an der halben Betriebsspannung liegt und direkt oder über Koppelkondensator seine Ausgangsleistung an die Last (Lautsprecher) abgibt. Da die Spannung quadratisch in die Leistung eingeht, gibt die eisenlose Endstufe bei gleicher Betriebsspannung nur etwa den vierten Teil der Ausgangsleistung des transformatorgekoppelten Endverstärkers ab. Eine weitere Möglichkeit bieten neuerdings integrierte Leistungsverstärker in Brückenschaltung, mit denen ebenfalls beachtliche Leistungen zu erreichen sind. Bei den Endstufen soll allerdings nur die Gegentakt-B-Schaltung behandelt werden. Eintakt- und Gegentakt-A-Stufen haben einen sehr schlechten Wirkungsgrad und sind, mit Ausnahme der Treiberstufe des transformatorgekoppelten Verstärkers, für den Amateur relativ uninteressant. Eine Beschreibung von Eintakt-A-Stufen ist in [1] enthalten.

2.2. Bestimmung der Leistungstransistoren

2.2.1. Grenz- und Kennwerte

Obwohl es im Zeitalter der integrierten Leistungsverstärker anachronistisch erscheint, über Germaniumleistungstransistoren zu sprechen, kann man davon ausgehen, daß viele Amateure

Tabelle 2.1 Grenz- und Kennwerte einiger Germanium- und Siliziumleistungstransistoren

Typ	Technologie	Hersteller	$U_{CE\,max}$ ($U_{CE\,R}$)	$I_{C\,max}$ $I_{CM\,max}$*)	$I_{B\,max}$	$U_{EB\,max}$	P_{tot} bei 25 °C	R_{thG} R_{thjC}*)
GD170	Ge-pnp	RWN	20 V (33 V)	3 A	0,6 A	10 V	5,3 W	7,5 K/W
GD175	Ge-pnp	RWN	30 V (48 V)	3 A	0,6 A	10 V	5,3 W	7,5 K/W
GD180	Ge-pnp	RWN	38 V (60 V)	3 A	0,6 A	10 V	5,3 W	7,5 K/W
GD240	Ge-pnp	RWN	18 V (25 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD241	Ge-pnp	RWN	30 V (35 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD242	Ge-pnp	RWN	42 V (48 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD243	Ge-pnp	RWN	55 V (65 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD244	Ge-pnp	RWN	65 V (70 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
AD161	Ge-npn	UVR	20 V	2,5 A*)	0,3 A	10 V	4 W (55 °C)	4,5 K/W
AD162	Ge-pnp	UVR	20 V	2,5 A*)	0,1 A	10 V	6 W (62 °C)	4,5 K/W
ASZ1015	Ge-pnp	UVR	60 V	6 A	1 A	40 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ1016	Ge-pnp	UVR	48 V	6 A	1 A	20 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ1017	Ge-pnp	UVR	48 V	6 A	1 A	20 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ1018	Ge-pnp	UVR	60 V	6 A	1 A	40 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ15	Ge-pnp	Valvo	60 V	10 A*)	1 A	40 V	30 W	1,5 K/W
ASZ16	Ge-pnp	Valvo	32 V	10 A*)	1 A	20 V	30 W	1,5 K/W

Typ	Technologie	Hersteller	U_{CE} max ($U_{CE\,R}$)	I_C max $I_{CM\,max}$*)	I_B max	U_{EB} max	P_{tot} bei 25 °C	R_{thG} R_{thjC}*)
KU601	Si-npn	TESLA	50 V	3 A	0,5 A	3 V	10 W (75 °C)	5 K/W
KU605	Si-npn	TESLA	80 V	10 A	2 A	6 V	50 W (70 °C)	1,5 K/W
KU607	Si-npn	TESLA	80 V	10 A	2 A	5 V	70 W (35 °C)	1,5 K/W
KU611	Si-npn	TESLA	50 V	3 A	0,5 A	3 V	10 W (45 °C)	11 K/W
KD501	Si-npn	TESLA	40 V	20 A	7 A	5 V	150 W (100 °C)	0,866 K/W
KD503	Si-npn	TESLA	80 V	20 A	7 A	5 V	150 W (100 °C)	0,866 K/W
KD606	Si-npn	TESLA	60 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
KD607	Si-npn	TESLA	80 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
KD616	Si-pnp	TESLA	60 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
KD617	Si-pnp	TESLA	80 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
BD140	Si-pnp	Unitra	80 V	1,5 A*)	0,2 A	5 V	8 W (70 °C)	10 K/W
BD139	Si-npn	Unitra	80 V	1,5 A*)	0,2 A	5 V	8 W (70 °C)	10 K/W
KFY18	Si-pnp	TESLA	45 V	0,6 A	0,1 A	5 V	2,6 W (45 °C)	60 K/W*)
KF517	Si-pnp	TESLA	30 V	0,6 A	0,1 A	5 V	2,6 W	60 K/W*)

Typ	ϑ_j	B (h_{21E})	bei I_C	$U_{CE\,sat}$ bei $I_{C\,max}$	U_{BE} (max)	bei I_C	f_T ($f\alpha$)	Bemerkungen
GD170	85 °C	(18 ... 90)	0,2 A	0,6 V	1 V	1,5 A	0,25 MHz	
GD175	85 °C	18 ... 90	0,2 A	0,6 V	1 V	1,5 A	0,25 MHz	
GD180	85 °C	18 ... 90	0,2 A	0,6 V	1 V	1,5 A	0,25 MHz	
GD240	85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,35 MHz	
GD241	85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,35 MHz	
GD242	85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,35 MHz	
GD243	85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,3 MHz	
GD244	85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,3 MHz	
AD161	90 °C	150	0,5 A	0,6 V	0,9 V	1 A	1,5 MHz	
AD162	90 °C	50 ... 300	0,5 A	0,6 V	0,7 V	1 A	1,5 MHz	
ASZ1015	90 °C	15 ... 30	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
ASZ1016	90 °C	35 ... 80	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
ASZ1017	90 °C	20 ... 45	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
ASZ1018	90 °C	20 ... 65	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
ASZ15	90 °C	15 ... 30	6 A	0,4 V	1,4 V	6 A	0,2 MHz	
ASZ16	90 °C	35 ... 80	6 A	0,4 V	1,4 V	6 A	0,25 MHz	
KU601	155 °C	20 ... 68	0,2 A	1 V	1,3 V	1 A	15 MHz	
KU605	155 °C	45	2 A	1,7 V	2,4 V	8 A	5 MHz	
KU607	155 °C	45	2 A	1,7 V	2,4 V	8 A	9 MHz	
KU611	155 °C	20 ... 73	1 A	1,0 V	1,3 V	1 A	15 MHz	
KD501	155 °C	15 ... 40	15 A	0,75 V	1,7 V	10 A	2 MHz	
KD503	155 °C	15 ... 40	15 A	0,75 V	1,7 V	10 A	2 MHz	

Typ	ϑ_j	B (h_{21E})	bei I_C	$U_{CE\,sat}$ bei $I_{C\,max}$	U_{BE} (max)	bei I_C	f_T ($f\alpha$)	Bemerkungen
KD606	155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	
KD607	155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	
KD616	155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	Komplementär-paare
KD617	155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	
BD140	150 °C	25	0,5 A	1,2 V (1 A)	1 V	0,5 A	75 MHz	
BD139	150 °C	25	0,5 A	1,6 V (1 A)	1 V	0,5 A	250 MHz	
KFY18	200 °C	100 ... 150	0,15 A	1 V (0,15 A)	1,3 V	0,15 A	60 MHz	
KF517	200 °C	40	0,15 A	1 V (0,15 A)	1,3 V	0,15 A	50 MHz	

die relativ billigen Germaniumtransistoren noch in ihrer Bastelkiste haben oder preiswert kaufen können. In Tabelle 2.1 sind die Grenz- und Kennwerte von einigen für den Amateur interessanten Germanium- und Siliziumtypen zusammengestellt). In diesem Zusammenhang erscheint es notwendig, einmal etwas über die in den Halbleiterkatalogen angegebenen Parameter zu bemerken. Vielen Amateuren stehen meist nur Übersichtskataloge mit der Angabe einiger Grenzwerte und Kenndaten zur Verfügung. Diese sollten aber nur zu einer ersten Information genügen.

Ist die Wahl auf einen bestimmten Transistor gefallen, so sollte man die Mühe nicht scheuen, sich die ausführlichen Kurvenblätter und Kenndaten dieses Transistors, z. B. in einer technischen Bücherei, zu besorgen. Es ist nicht immer leicht, an entsprechende Unterlagen, vor allem ausländischer Transistoren, heranzukommen, doch sind im Laufe der Jahre schon so viele Transistorkataloge erschienen, daß es bei etwas gutem Willen meist eine Lösung gibt.

Allgemein ist zu Grenz- und Kennwerten folgendes zu sagen:

— Grenzwerte dürfen unter keinen Umständen überschritten werden.

  Die angegebene Gesamtverlustleistung P_{tot} oder auch „zulässige Verlustleistung $P_{tot\ max}$" ist die gesamte im Transistor in Wärme umgesetzte Leistung, sie bezieht sich immer auf die Summe der Leistungen im Basis- und Kollektorkreis bis zu einer bestimmten Umgebungstemperatur und Betriebsspannung. Da die Leistung im Basiskreis oft sehr gering ist, kann sie in den meisten Fällen vernachlässigt werden. Ausführliche Kenndatenblätter von Leistungstransistoren enthalten vielfach Leistungsreduktionskurven bei höheren Betriebsspannungen, Kurven über den sogenannten „erlaubten Arbeitsbereich" oder Reduktionskurven der Gesamtverlustleistung bei höheren Gehäusetemperaturen. Bei Leistungstransistoren für Kühlkörpermontage bezieht sich die Angabe der Gesamtverlustleistung auf die Gehäusetemperatur, d. h., wollte man die volle Verlustleistung ausnutzen, müßte man einen idealen Kühlkörper anbringen, der sämtliche Wärme vom Transistorgehäuse abführt. Das ist aus wirtschaftlichen und räumlichen Erwägungen nicht möglich. Mit einigermaßen vertretbaren Kühlflächen oder Kühlkörpern lassen sich etwa 50% der angegebenen Gesamt- oder Maximalverlustleistung

erreichen. Zur besseren Unterscheidung von der *zulässigen* Gesamtverlustleistung P_{tot} soll die *zugeführte* maximale Kollektorverlustleistung in den folgenden Formeln mit $P_{V\,max}$ bezeichnet werden. Bei Leistungstransistoren für Kühlkörpermontage muß immer $P_{V\,max} < P_{tot}$ sein.

— Der maximal zulässige Kollektorstrom $I_{C\,max}$ oder I_{CL} ist der höchste dauernd zulässige Kollektorgleichstrom. Er darf, sofern nicht anders angegeben, vom Scheitel- oder Spitzenwert des Kollektorstroms ($\hat{I}_C$) bei Verstärkerbetrieb des Transistors nicht überschritten werden. In diesem Fall ist dann $I_{C\,max} = \hat{I}_C$. In den folgenden Berechnungen wird zur besseren Unterscheidung der maximal zulässige Kollektorstrom mit $I_{C\,max}$ und der Kollektorspitzenstrom mit $\hat{I}_C$ bezeichnet.

— Die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ist vom Widerstand zwischen Basis und Emitter abhängig. Große Widerstandswerte setzen diese herab. Bei Werten über 100 Ω sollte man im Betriebsspannungsgrenzbereich, vor allem bei Germanium-Leistungstransistoren, die entsprechende Reduktionskurve $U_{CE} = f(R_{BE})$ beachten.

— Alle angegebenen Kennwerte beziehen sich auf einen bestimmten Arbeitspunkt. Sie sind mehr oder weniger großen Veränderungen bei Änderung von Umgebungstemperatur sowie Strom- und Spannungswerten unterworfen.

— Infolge der großen Parameterstreubreite werden vielfach minimale, typische oder maximale Werte für Kenndaten angegeben. Auch die Kurzschlußstromverstärkung (Stromverstärkungsfaktor) ist starken Streuungen unterworfen und wird deshalb in verschiedenen Stromverstärkungsgruppen ausgeliefert. Das ist bei der Bauelementebeschaffung und der Schaltungsberechnung unbedingt zu berücksichtigen.

Um die Ausfälle niedrig zu halten, sollte man bei der Auswahl der Endtransistoren beachten, daß sie in der geplanten Verstärkerschaltung nicht unmittelbar bis zu Leistungs- und Spannungsgrenzwerten ausgefahren werden. So werden z. B. Endtransistoren einer transformatorgekoppelten Endstufe in Gegentaktschaltung zwischen Kollektor und Emitter mit etwa der doppelten Betriebsspannung belastet. Außerdem sollte man den maximal zulässigen Kollektorstrom bei Qualitätsverstärkern

wegen der nichtlinearen Eingangskennlinien der Endtransistoren nur etwa zu 80 bis 85% ausnutzen. Bei Germaniumleistungstransistoren bedingt die niedrige, zulässige obere Grenzfrequenz eine Reduzierung der Ausgangsleistung für hohe Frequenzen. Außerdem treten dort höhere Klirrfaktoren auf. Die meisten Transistorhersteller geben für Leistungstransistoren die Transit- oder Übergangsfrequenz f_T an. Das ist die Meßfrequenz, bei der der Betrag der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung den Wert 1 hat. Da die f_T-Frequenz von den geometrischen Abmessungen, der Technologie, dem Arbeitspunkt und der Stromverstärkung der Transistoren abhängt, gibt es nur eine allgemeine Proportionalität zur Grenzfrequenz in Emitterschaltung. Wichtig ist die Beachtung der Grenzfrequenz nur bei Germaniumleistungstransistoren. Für qualitativ hochwertige Leistungsverstärker sollten keine Transistoren mit f_T-Frequenzen < 200 kHz eingesetzt werden. Bei Siliziumtransistoren liegen die f_T-Frequenzen infolge der höheren Ladungsträgerbeweglichkeit in der Regel auch bei großen Leistungstransistoren über 1 MHz.

2.2.2. Berechnung der erforderlichen Verlustleistung und des Kollektorstroms

Hauptkriterien bei der Auswahl der Endtransistortypen sind die zulässige Verlustleistung P_{tot} und der maximale Kollektorstrom $I_{C\,max}$. Für die Verlustleistung und den Kollektorspitzenstrom $\hat{I}_C$, mit denen jeder Endstufentransistor in Gegentakt-B-Schaltung beaufschlagt wird, gibt es folgende überschlägige Beziehungen [2]:

a) Für transformatorgekoppelte Endstufen

$$P_{V\,max} \approx \frac{P_0}{3{,}4}\,; \tag{1}$$

$P_{V\,max}$ — zugeführte maximale Kollektorverlustleistung je Transistor, P_0 — Ausgangsleistung der Endstufe.

Der Kollektorspitzenstrom ergibt sich ebenfalls aus der Ausgangsleistung und der Betriebsspannung

$$\hat{I}_C \approx \frac{2\,P_0}{U_B}\,; \tag{2}$$

$\widehat{I}_C$ — Kollektorspitzenstrom bei Vollaussteuerung darf, wenn nicht anders angegeben, $I_{C\,max}$ nicht überschreiten.

b) für Seriengegentaktschaltung (eisenlose Endstufe)

$$P_{V\,max} \approx \frac{P_0}{3}. \tag{3}$$

In diesem Fall erhält man den Kollektorspitzenstrom aus Betriebsspannung und Lastwiderstand R_L:

$$\widehat{I}_C \approx \frac{U_B}{2\,R_L}. \tag{4}$$

Da Transistorrestspannungen und die Emitterwiderstände nicht berücksichtigt wurden, ergeben Gl. (2) und Gl. (4) „sichere" Resultate. Ein Überschlag ergibt beispielsweise, daß an eine eisenlose Endstufe mit Germaniumtypen *GD 241 ... GD 244* ($I_{C\,max} = 3$ A) und einen Lastwiderstand von 4 Ω keine größere Betriebsspannung als 24 V, bei Berücksichtigung von Emitterwiderstand und Restspannung 27 V, angelegt werden darf. Damit wären, wie die weiteren Rechnungen zeigen, etwa 15 W Ausgangsleistung zu erzielen. Der Lastwiderstand wird zur Berechnung reell, d. h. rein ohmig angenommen.

2.2.3. Erforderlicher Wärmewiderstand des Kühlkörpers

Im vorhergehenden Beispiel der eisenlosen Endstufe mit Germaniumtransistoren *GD 242* und 15 W Ausgangsleistung würde nach Gl. (3) ein Transistor mit einer maximalen Verlustleistung $P_{V\,max}$ von 3,75 W belastet werden. Am zweiten Transistor tritt selbstverständlich die gleiche Verlustleistung auf. Diese wird im Transistor in Wärme umgesetzt und muß, sofern sie nicht direkt an die Umgebungsluft abgegeben werden kann, von geeigneten Kühlkörpern abgeführt werden. Die Verlustleistung, die ein Halbleiterbauelement aufnehmen kann, richtet sich nach der zulässigen Kristall- oder Sperrschichttemperatur ϑ_j (Ge-Transistoren, 75 ... 100 °C, Si-Transistoren 150 bis 200 °C je nach Typ unterschiedlich), der Umgebungstemperatur ϑ_a und den inneren und äußeren Wärmeübergangswiderständen des Transistors, von der Sperrschicht zu den umgebenden Me-

dien. Der Gesamtwärmewiderstand $R_{\text{th ja}}$ ist gleich der Summe der einzelnen Teilwärmewiderstände des Systems

$$R_{\text{th ja}} = R_{\text{th G}} + R_{\text{th G/K}} + R_{\text{th K}} ; \tag{5}$$

R_{thG} — Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse, $R_{\text{th G/K}}$ — Wärmewiderstand zwischen Gehäuseboden und Kühlblech, $R_{\text{th K}}$ — Wärmewiderstand des Kühlkörpers.
Der Gesamtwärmewiderstand errechnet sich nach folgender Beziehung:

$$R_{\text{th ja}} = \frac{\vartheta_{\text{j}} - \vartheta_{\text{a}}}{P_{\text{V max}}} \tag{6}$$

Maximale Sperrschichttemperatur, innerer Wärmewiderstand und maximale Verlustleistung werden vom Halbleiterhersteller meist angegeben.
Nun ist für den *GD 242* ein geeignetes Kühlblech zu berechnen. Geht man von einer maximalen Umgebungstemperatur von 50 °C aus, die in einem geschlossenen Gehäuse leicht erreicht wird, und rundet $P_{\text{V max}}$ zur besseren Berechnung auf 4 W auf, so ergibt sich bei einer maximalen Sperrschichttemperatur ϑ_{j} von 85 °C nach Gl. (6) folgender gesamter Wärmewiderstand $R_{\text{th ja}}$:

$$R_{\text{th ja}} = \frac{85\text{K} - 50\text{K}}{4\text{ W}} = 8{,}75\text{ K/W}.$$

$R_{\text{th ja}}$ setzt sich nach Gl. (5) aus einzelnen Teilwärmewiderständen zusammen. Der innere Wärmewiderstand $R_{\text{th G}}$ beträgt laut Kenndatenblatt 4 K/W. Nimmt man isolierte Montage mit einer beiderseitig mit Silikonfett versehenen dünnen Isolierscheibe und einen Wärmewiderstand $R_{\text{th G/K}}$ (Isolierscheibe) von 0,5 K/W an, so ergibt sich der Wärmewiderstand $R_{\text{th K}}$ des Kühlkörpers

$$R_{\text{th K}} = R_{\text{th ja}} - (R_{\text{th G}} + R_{\text{th G/K}}) \tag{7}$$
$$R_{\text{th K}} = 8{,}75\text{ K/W} - (4\text{ K/W} + 0{,}5\text{ K/W}) = 4{,}25\text{K/W}$$

Diesen Wärmewiderstand muß der Kühlkörper für einen Transistor haben. Ausführliche Berechnungsunterlagen für Kühlkörper sind in [3] enthalten. Diese Broschüre enthält auch eine für die Praxis ausreichende Näherungsformel zur Ermittlung der Kühlblechgröße

$$A = \frac{650\,C}{R_{\text{th K}} - \frac{3{,}3\sqrt[4]{C}}{\sqrt{\lambda\, d}}}; \tag{8}$$

$R_{\text{th K}}$ — Wärmewiderstand des Kühlblechs in K/W, λ — Wärmeleitwert des Kühlblechs in W/K · cm, d — Dicke des Kühlblechs in mm, A — Fläche des Kühlblechs in cm², C — Korrekturfaktor für Lage und Oberflächenbeschaffenheit des Kühlblechs. Aus dieser etwas kompliziert erscheinenden Formel wurde der Term

$$\frac{3{,}3\sqrt[4]{C}}{\sqrt{\lambda\, d}}$$

herausgenommen und als Korrekturfaktor K, versehen mit den Indizes für Lage und Oberflächenbeschaffenheit, in Form einer Tabelle zusammengestellt. Damit vereinfacht sich Gl. (8) zu

$$A = \frac{650\,C}{R_{\text{th K}} - \text{K}}. \tag{9}$$

Für 2 mm dickes Aluminiumblech, blank, senkrechte Lage, ergibt sich K aus der genannten Tabelle zu 1,55; Kühlblech, blank, waagerechte Lage zu 1,61. Der Korrekturfaktor C ist für blankes Blech, senkrecht 0,85 und waagerecht 1,0.
Sieht man im Beispiel waagerechte Gebrauchslage vor, so wird ein Kühlblech (AL 99,5, 2 mm dick) von

$$A = \frac{650 \cdot 1{,}0}{4{,}25 - 1{,}61} = 246\ \text{cm}^2$$

benötigt.
Das ist etwa ein Blech von 16 cm × 16 cm. Für die Forderungen moderner Verstärker nach möglichst geringen Abmessungen ist der Kühlkörper, da er ja doppelt gebraucht wird, entschieden zu groß. Abhilfe schaffen Schwärzen des Kühlkörpers mit nichtmetallhaltiger Farbe, mehrere Bleche in Form von Rippen übereinander anbringen, vor dem Schwärzen zur Vergrößerung der Oberfläche grob sandstrahlen, Profilkühlkörper usw. Bei dem in Abschnitt 5. vorgestellten Universalverstärker sind einige Kühlkörpervarianten aufgeführt.

2.3. Gegentakt-B-Verstärker mit Ausgangs- und Treiberübertrager

2.3.1. Paarigkeit der Endtransistoren

Um den Klirrfaktor eines B-Verstärkers niedrig zu halten, ist die Verwendung von Transistorpärchen, d. h. nach annähernd gleichen Stromverstärkungen und Basisspannungen herausgesuchte Transistoren, erforderlich. Vom Transistorhersteller werden diese schon als Pärchen geliefert (z. B. 2 *GD 242*). Stehen keine Pärchen zur Verfügung, so müssen sie ausgemessen werden, wobei das Verhältnis der zwei Kollektorströme und Basisspannungen bei 2 oder 3 unterschiedlichen Arbeitspunkten nicht über 1,2 sein sollte. Auch bei noch so gut auf Paarigkeit ausgesuchten Transistoren gibt es Punkte, für die die Kennlinien nicht übereinstimmen. Das macht sich bei Gegentakt-B-Endstufen, besonders bei kleinen Aussteuerungen, durch die sogenannten „Übernahmeverzerrungen" bemerkbar. Diese sind bei Ansteuerung des Verstärkers mit Sinuston daran zu erkennen, daß am Verstärkerausgang bei kleinen Amplituden, im Übergang von der positiven zur negativen Halbwelle und umgekehrt, ein Sprung oder Überlappungsfehler auftritt. Das kann durch einen Ruhestrom über die Endtransistoren vermieden werden, der um so größer sein muß, je weniger diese bezüglich Paarigkeit übereinstimmen. Dabei muß beachtet werden, daß dieser Ruhestrom zu zusätzlichen Verlusten und zur Temperaturerhöhung an den Endtransistoren führt.

2.3.2. Bestimmung der maximalen Betriebsspannung und des Lastwiderstands

Bei der Dimensionierung einer Übertrager-Endstufe geht man, wie schon erwähnt, von den Grenzwerten der Leistungstransistoren aus. Das erste Auswahlkriterium ist die maximal zulässige Betriebsspannung

$$U_{\text{B max}} \leqq \frac{U_{\text{CE max}}}{2}\,; \tag{10}$$

$U_{\text{CE max}}$ — maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung.

Außerdem ist hier eine eventuell erforderliche Spannungsreduktion bei größeren Basis-Emitter-Widerständen zu berücksichtigen.

Der Außenwiderstand R_a, den der Endtransistor „sieht", bestimmt seinen Kollektorstrom und seine Verlustleistung $P_{V\,max}$. Er ist so zu wählen, daß der maximale Kollektorstrom und die vorgegebene Verlustleistung nicht überschritten werden. In Abhängigkeit vom maximalen Kollektorstrom erhält man

$$R_a \geqq \frac{U_B - U_{CE\,sat}}{\hat{I}_C} \tag{11}$$

$U_{CE\,sat}$ — Kollektor-Emitter-Restspannung, $\hat{I}_C$ — Kollektorspitzenstrom, hier gleich $I_{C\,max}$.

Ist die Betriebsspannung relativ groß, so wird der Außenwiderstand meist durch die aus der überschlägigen Beziehung Gl. (1) und einer groben Kühlkörperberechnung vorgegebene maximale Verlustleistung $P_{V\,max}$ bestimmt

$$R_a \geqq \frac{U_B^2}{\pi^2 \, P_{V\,max}}. \tag{12}$$

Zur Kontrolle ist der Außenwiderstand mit Gl. (11) und Gl. (12) zu berechnen. Der jeweils größere Wert wird gewählt. Bild 2.1 zeigt als Beispiel einen transformatorgekoppelten 25-W-Verstärker, der mit den folgenden Beziehungen berechnet werden kann.

2.3.3. Ausgangsleistung, Kollektorverlustleistung und aufgenommene Gleichstromleistung

Wurde R_a nach Gl. (12) festgelegt, so kann $I_{C\,max}$ durch Umstellung von Gl. (11) bestimmt werden. Damit läßt sich bei sinusförmiger Aussteuerung und nach Festlegung des Ruhestroms I_R (je Transistor) die maximale an den Ausgangsübertrager abgegebene Wechselstromleistung $P_{0\,Tr}$ beider Transistoren berechnen

$$P_{0\,Tr} = \frac{1}{2} (I_{C\,max} - I_R) \cdot (U_B - U_{CE\,sat}). \tag{13}$$

Aus dieser Formel ist zu erkennen, daß der Ruhestrom die er-

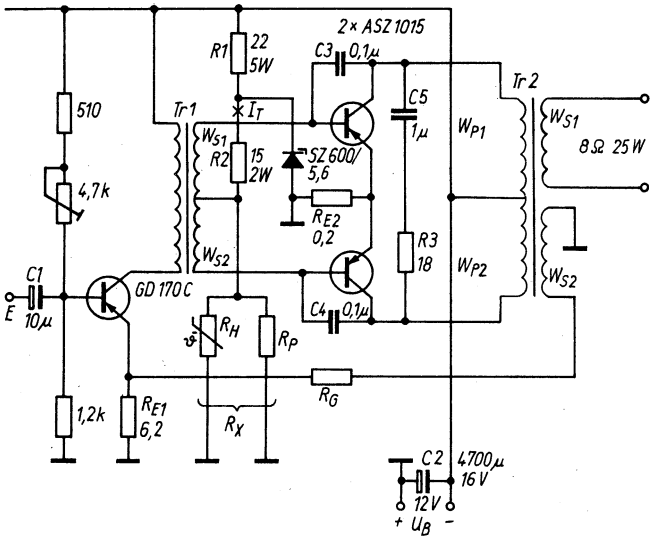


Bild 2.1 Transformatorgekoppelter 25-W-Verstärker für Batteriebetrieb

reichbare Ausgangsleistung reduziert. Er sollte deshalb und wegen der Zunahme der Transistorverlustleistung nicht größer als unbedingt nötig gewählt werden (Übergangsverzerrungen beachten). Bei Germaniumleistungstransistoren wird die untere Grenze durch den maximalen Kollektorreststrom I_{CO} bei der höchsten Transistorgehäusetemperatur bestimmt. Als Richtwert für den Ruhestrom wird je Transistor $0{,}01 \cdot I_{C\,max}$ vorgeschlagen.

Im Ausgangstransformator gehen etwa 15 bis 20% der zugeführten Wechselstromleistung $P_{0\,Tr}$ durch Wicklungs-, Kern-

und Streuverluste verloren. Die tatsächlich erreichbare Ausgangsleistung P_0 ist unter Berücksichtigung des Transformatorwirkungsgrads η_{Tr}

$$P_0 = P_{0\,\mathrm{Tr}}\eta_{\mathrm{Tr}}, \tag{14}$$

wobei η_{Tr} mit 0,8 bis 0,85 eingesetzt wird.
Die maximale Kollektorverlustleistung tritt an den Endtransistoren nicht bei Vollaussteuerung, sondern bei einem Spannungs- oder Stromaussteuerungsgrad m von $\frac{2}{\pi} \approx 64\,\%$ auf und errechnet sich je Transistor nach folgender Beziehung:

$$P_{\mathrm{V\,max}} \frac{U_{\mathrm{B}} I_{\mathrm{R}}}{2} + \frac{U_{\mathrm{B}}^2 (\hat{I}_{\mathrm{C}} - I_{\mathrm{R}})}{\pi^2 (U_{\mathrm{B}} - U_{\mathrm{CE\,sat}})}; \tag{15}$$

I_{R} — Ruhestrom durch einen Transistor.
Die aufgenommene Gleichstromleistung beider Endtransistoren setzt sich bei Vernachlässigung der Basistromwerte aus einem vom Aussteuerungsgrad abhängigen Teil und dem Ruhestromanteil zusammen

$$P_{\mathrm{G}} = \frac{m 2 U_{\mathrm{B}}}{\pi} (I_{\mathrm{C\,max}} - I_{\mathrm{R}}) + U_{\mathrm{B}} I_{\mathrm{R}}; \tag{16}$$

P_{G} — aufgenommene Gleichstromleistung beider Endtransistoren,
m — Aussteuerungsgrad, erreicht den Wert 1 bei Vollaussteuerung.

2.3.4. Ausgangsübertrager

Zur Berechnung des Ausgangsübertragers wird der Außenwiderstand R_{a}, die Ausgangsleistung P_0, der Lastwiderstand R_{L} und die niedrigste zu übertragende Frequenz f_{u} benötigt.
Emitterwiderstände an den Endtransistoren linearisieren die Eingangskennlinie derselben, benötigen aber auch einen Teil der Ausgangsleistung. In einem solchen Fall wird der errechnete R_{a} um den Betrag eines Emitterwiderstands R_{E} reduziert

$$R'_{\mathrm{a}} = R_{\mathrm{a}} - R_{\mathrm{E}}. \tag{17}$$

Die Primärinduktivität wird meist auf die halbe Primärwicklung bezogen. An der gesamten Primärwicklung gemessen, er-

hält man den 4fachen Wert der Induktivität, da die Windungszahl quadratisch eingeht. Dasselbe gilt auch für den Wechselstromwiderstand des Übertragers von Kollektor zu Kollektor

$$R_{CC} = 4 \cdot R_a \tag{18}$$

oder mit Emitterwiderstand

$$R'_{CC} = 4\, R'_a = 4\,(R_a - R_E). \tag{19}$$

Geht man vom errechneten R_a oder R'_a aus, so ergibt sich die Primärinduktivität der halben Primärwicklung

$$L_p = \frac{R_a}{\omega_u}, \tag{20}$$

wobei ω_u die Kreisfrequenz $2\pi f_u$ ist. Sind ein oder zwei Emitterwiderstände an die Endtransistoren geschaltet, so wird an Stelle R_a R'_a gesetzt.

Der effektive Kernquerschnitt und damit die Kerngröße des Ausgangsübertragers läßt sich nach der bekannten Faustformel [4]

$$A_{Fe} \approx 2 \sqrt{P_{0\,Tr}} \tag{21}$$

ermitteln.

Diese Beziehung ist für Ausgangsleistungen bis 10 W ausreichend genau. Für größere Leistungswerte kann man den ermittelten Kernquerschnitt auf den nächstkleineren Transformatorschnitt reduzieren, da sonst zu große Übertrager eingesetzt werden müssen. Die Primärwindungszahl der halben Primärwicklung ergibt sich danach aus der Primärinduktivität und den Kerndaten

$$W_{p1} = \sqrt{\frac{L_p\, l_{Fe} \cdot 10^8}{0{,}4\,\pi\, A_{Fe}\, \mu_r}}\,; \tag{22}$$

l_{Fe} — Eisenweglänge nach Transformatordaten in cm, μ_r — relative Anfangspermeabilität des verwendeten Kernmaterials, dimensionslos (für Dynamoblech $\mu_r = 700$), A_{Fe} — effektiver Kernquerschnitt in cm^2, L_p — Primärinduktivität der halben Primärwicklung in H, $0{,}4 \cdot 10^{-8}$-Induktionskonstante mit der Dimension H cm^{-1}.

Damit die Kupferwiderstände beider Wicklungsteile gleich werden und die Streuverluste gering bleiben, ist die Wicklung zweidrähtig (parallel oder auch bifilar) zu wickeln und die Teil-

wicklungen danach phasenrichtig in Reihe zu schalten. Das Übersetzungsverhältnis bezieht sich ebenfalls auf die halbe Primärwicklung

$$\ddot{u} = \sqrt{\eta_{\mathrm{Tr}} \frac{R_{\mathrm{a}}}{R_{\mathrm{L}}}} \; ; \tag{23}$$

η_{Tr} — Transformatorwirkungsgrad von 0,8 bis 0,85, R_{L} — Last- oder Lautsprecherwiderstand, $\ddot{u}$ — Übersetzungsverhältnis $W_{\mathrm{p1}}/W_{\mathrm{s}}$.
Die sekundäre Windungszahl errechnet sich infolgedessen

$$W_{\mathrm{s1}} = \frac{W_{\mathrm{p1}}}{\ddot{u}} . \tag{24}$$

Zur Ermittlung des Drahtdurchmessers ist der mittlere Kollektorgleichstrom erforderlich

$$I_{\mathrm{C}} = \frac{\hat{I}_{\mathrm{C}}}{\pi} . \tag{25}$$

Mit der vorgegebenen Stromdichte s von 1 ... 1,5 A/mm² ergibt sich der primäre Drahtdurchmesser

$$d_{\mathrm{p}} = 2 \sqrt{\frac{I_{\mathrm{C}}}{\pi s}} \tag{26}$$

Die sekundäre Drahtstärke ist von Lastwiderstand und -strom abhängig

$$d_{\mathrm{s}} = 2 \sqrt{\frac{\sqrt{P_0 R_{\mathrm{L}}}}{\pi s}} \; ; \tag{27}$$

P_0 — maximale Ausgangsleistung am Lastwiderstand.
Ausführliche Übertragerberechnungen und Wickelhinweise kann der Leser aus [5] ersehen.

2.3.5. Eingangswiderstand und Basisspannungsteiler der Endtransistoren

Zur Ansteuerung der Endstufe ist Steuerleistung erforderlich, die über einen Treibertransformator geliefert wird, der mit

seiner sekundären Gegentaktwicklung gleich die zweite, um 180° gedrehte Steuerspannung für die Gegentaktendstufe erzeugt. Zur Berechnung der Eingangswerte wird das Eingangskennlinienfeld des eingesetzten Endstufentransistors herangezogen. Diesem ersieht man den für eine Aussteuerung mit $I_{C\,max}$ erforderlichen Basistrom $\hat{I}_B$ und die dafür benötigte Basisspannung $\hat{U}_{BE}$. Dabei ist zu beachten, daß die angegebenen Kurven Mittelwerten entsprechen. Bei geringen Stromverstärkungen der zur Verfügung stehenden Endtransistoren sind diese Werte zu erhöhen. Zu den folgenden Formeln sei bemerkt, daß die Spitzen über den Formelzeichen, z. B. $\hat{U}_{BE}$, $\hat{I}_B$ Scheitel- oder Spitzenwerte der jeweiligen Größe bedeuten.
Der Eingangswiderstand eines Transistors ergibt sich bei Vollaussteuerung

$$R_e \approx \frac{\hat{U}_{BE} - U_{BE\,R}}{\hat{I}_B} . \tag{28}$$

$U_{BE\,R}$ ist die Basis-Emitter-Spannung, die im Endtransistor den vorgesehenen Ruhestrom I_R hervorruft. Dieser Wert ist ebenfalls aus dem Kennlinienblatt zu ersehen.
Liegt ein Widerstand R_E in der gemeinsamen Emitterleitung der Endtransistoren, so wird der Eingangswiderstand bei Vollaussteuerung etwa um den Betrag $B \cdot R_E$ erhöht

$$R_e' \approx \frac{\hat{U}_{BE}}{\hat{I}_B} + B\,R_E ; \tag{29}$$

B — Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung h_{21E}.
Wie schon mehrfach darauf hingewiesen wurde, muß zur Vermeidung von Übergangsverzerrungen ein Ruhestrom durch die Endtransistoren fließen. Dieser wird über einen gemeinsamen Basisspannungsteiler gewonnen, wie z. B. durch $R2$, R_x nach der Schaltung in Bild 2.1. Die Z-Diode *SZ 600/5,6* stabilisiert über den Widerstand $R1$ die Basisspannung. R_x ist eine temperaturabhängige Widerstandskombination, deren nichtlineares Regelglied ein Heißleiter, eine Diode oder ein als Diode geschalteter Transistor sein kann, das sich in thermischer Verbindung mit den Endtransistoren befindet (Kühlblechmontage). Der Strom I_T durch diesen Basisspannungsteiler wird ohne

Z-Dioden-Stabilisierung etwa doppelt so groß wie der Basisspitzenstrom $\widehat{I}_B$ gewählt.
Doch es ist besser, bei schwankender Betriebsspannung, wie z. B. Batteriebetrieb, die Spannung des Basisteilers zu stabilisieren, da andernfalls der Ruhestrom stark betriebsspannungsabhängig wird.
Ist die Basisspannung stabilisiert, kann der Teilerstrom auf $1{,}1\,\widehat{I}_B$ herabgesetzt werden. Eine solche Stabilisierungsschaltung ist in Bild 2.1 angegeben. $R1$ und $R2$ ergeben sich nach den folgenden Beziehungen:

$$R1 = \frac{U_{B\,min} - U_Z}{I_T + I_{Z\,min}} \tag{30}$$

$U_{B\,min}$ — minimale Betriebsspannung, U_Z — Spannung der Z-Diode, $I_{Z\,min}$ — minimaler Strom durch die Z-Diode (bei *SZ 600* $\approx$ 10 mA);

$$R2 = \frac{U_Z - U_{BE\,R}}{I_T}. \tag{31}$$

Ist keine Z-Diode vorgesehen, so entfällt R2, und an Stelle U_Z wird in Gl. (30) die Basis-Emitter-Spannung $U_{BE\,R}$ eingesetzt. Der zusätzliche Spannungsabfall über einen eventuell eingesetzten Emitterwiderstand R_E ist in $U_{BE\,R}$ mit einzurechnen. Wird als temperaturabhängiges Regelglied ein Heißleiter verwendet, so sollte sein 20-°C-Widerstand $R_{H\,20}$ kleiner oder gleich dem Transistoreingangswiderstand R_e nach Gl. (28) sein. Der verwendte Heißleiter darf nur durch die Umgebungstemperatur, nicht aber durch den ihn durchfließenden Strom seinen Wert verändern. Der Hersteller gibt deshalb die „Grenzleistung ohne Eigenerwärmung" an. Zur Linearisierung wird diesem Heißleiter ein Widerstand R_p parallelgeschaltet, der sich nach folgender Beziehung errechnet

$$R_p \approx \frac{R_H}{\dfrac{0{,}9\,\alpha\, I_T\, R_H}{D_T} - 1}\,; \tag{32}$$

D_T — Temperaturdurchgriff in mV/°C der Endtransistoren (2 ... 2,5 mV/K), α — Temperaturbeiwert des verwendeten

Heißleiters in %/K (Katalogwert, Richtwert etwa 3%/K), I_T – Teilerstrom in mA.

Damit kann die Berechnung der Treiberstufe fortgeführt werden. Die Endstufe benötigt, bedingt durch den Temperaturgang von Heißleiter und Temperaturdurchgriff der Endtransistoren, bei niedriger Umgebungstemperatur die größte Steuerwechselspannung für Vollaussteuerung. Nimmt man eine untere Temperaturgrenze von 0 °C an, so muß der Heißleiterwiderstand für diese Temperatur berechnet werden

$$R_{H\,0} \approx R_{H\,20}\, e^{\left(\frac{b}{T_0}\right) - \left(\frac{b}{T_{20}}\right)} \tag{33}$$

$R_{H\,0}$ – Widerstand des Heißleiters bei 0 °C, $R_{H\,20}$ – Widerstand des Heißleiters bei 20 °C (Nennwert), T_0 – Umgebungstemperatur 273 K $\triangleq$ 0 °C, T_{20} – Umgebungstemperatur 293 K $\triangleq$ 20 °C, b – Energiekonstante in K (Katalogwert).

Mit diesen Werten und einem Sicherheitsfaktor von 1,2 zu $\hat{I}_B$ ergibt sich der Spitzenwert der Steuerwechselspannung

$$\hat{U}_{St} = 1{,}2\, \hat{I}_B\, R_{sek}. \tag{34}$$

R_{sek} ist der Lastwiderstand an einer Sekundärwicklungshälfte des Treibertransformators, der sich aus folgenden Werten zusammensetzt

$$R_{sek} \approx R_{eing} + \frac{R_{H\,0}\, R_p}{R_{H\,0} + R_p} + R_W. \tag{35}$$

$R2$ oder, wenn $R2$ nicht vorhanden, $R1$ liegt wechselstrommäßig der Kombination $R_{H\,0}$, R_p parallel und wird, da sehr viel größer als diese, vernachlässigt.

Dabei ist R_W der Wicklungswiderstand der Treibertransformatorsekundärwicklung. Als Richtwert wird für $R_W \approx 0{,}5 \cdot R_e$ vorgegeben.

Die erforderliche Steuerleistung ist damit

$$P_{St} = \frac{1{,}2\, \hat{U}_{St}\, \hat{I}_B}{2}. \tag{36}$$

2.3.6. Treiberstufe und Treiberübertrager

Die Treiberstufe muß diese Steuerleistung und die Verluste im Treibertransformator, die mit etwa 20% eingesetzt werden sollen, aufbringen. Da der Treibertransistor in A-Betrieb arbeitet, hat er bestenfalls einen Wirkungsgrad von 50%. Man legt deshalb die benötigte Treiberleistung auf etwa die dreifache Steuerleistung P_{St} aus.

Zur Berechnung des Treibertransformators ist die auf der Primärseite aussteuerbare Wechselspannung (Scheitelwert) $\hat{U}_{\mathrm{T}}$ erforderlich;

$$\hat{U}_{\mathrm{T}} = U_{\mathrm{B}} - U_{\mathrm{CE\,sat}} - U_{\mathrm{E}} - U_{\mathrm{Tr}}; \tag{37}$$

$U_{\mathrm{CE\,sat}}$ — Sättigungsspannung des Treibertransistors, U_{E} — Spannungsabfall am Emitterwiderstand des Treibers, U_{Tr} — Spannungsverlust in der Primärwicklung des Treibertransformators, wobei für U_{Tr} und U_{E} je 0,1 U_{B} gesetzt werden können. Damit ergibt sich das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators

$$\ddot{U}_{\mathrm{Tr}} = 0{,}8\,\frac{\hat{U}_{\mathrm{T}}}{\hat{U}_{\mathrm{St}}}. \tag{38}$$

(Der Faktor 0,8 berücksichtigt die Verluste im Übertrager.) Daraus errechnet sich der Kollektorspitzenstrom der Treiberstufe

$$\hat{I}_{\mathrm{C}} = \frac{\hat{I}_{\mathrm{St}}}{\ddot{U}_{\mathrm{Tr}}}, \tag{39}$$

$\hat{I}_{\mathrm{St}} = 1{,}2\,\hat{I}_{\mathrm{B}}$ nach Gl. (34).

Der Kollektorstrom der Treiberstufe wird mit dem Basisspannungsteiler aus Sicherheitsgründen auf einen Wert von $I_{\mathrm{C\,Tr}} = 1{,}1\,\hat{I}_{\mathrm{C}}$ eingestellt.

Der Emitterwiderstand dieser Stufe ist dann

$$R_{\mathrm{E}} \approx \frac{U_{\mathrm{E}}}{I_{\mathrm{C\,Tr}}}. \tag{40}$$

Der Treibertransformator überträgt nur eine geringe Leistung. Da er durch den Ruhestrom des Treibertransistors vormagnetisiert wird, muß er zur Vermeidung von Sättigungserscheinun-

gen und den damit verbundenen Verzerrungen einen Luftspalt im Kern erhalten. Dadurch wird aber die wirksame Permeabilität und damit die erreichbare Primärinduktivität verringert. Abhilfe kann nur eine Erhöhung der Primärwindungszahl bringen. Aus wickeltechnischen Gründen scheiden deshalb zu kleine Transformatorschnitte von vornherein aus.

Genügend Sicherheit ist dann vorhanden, wenn die Primärwindungszahl bei Treiberübertragern mit Luftspalt auf das 1,8fache gegenüber dem Rechenwert nach Gl. (22) erhöht wird. Als Richtwert für die Kerngröße geht man davon aus, daß diese ein bis zwei Normgrößen kleiner als der Ausgangsübertrager sein sollte und überprüft nach Errechnung von Windungszahlen und Drahtdurchmesser überschlägig, ob der Wickelraum des ausgewählten Kernes ausreichend ist. Andernfalls muß der nächstgrößere Transformatorschnitt eingesetzt werden.

Der auf die Primärseite transformierte Wechselstromwiderstand ist mit $\ddot{U}_{\mathrm{Tr}}$

$$R_{\mathrm{p}} = \ddot{U}_{\mathrm{Tr}}\, R_{\mathrm{sek}} \tag{41}$$

und die erforderliche Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{R_{\mathrm{p}}}{\omega_{\mathrm{u}}}. \tag{42}$$

Die erforderliche Primärwindungszahl ergibt sich nach Gl. (22) unter Beachtung der Windungszahlerhöhung bei Vorhandensein eines Luftspalts. Liegt diese fest, so kann mit dem Übersetzungsverhältnis die halbe Sekundärwicklung errechnet werden

$$W_{\mathrm{s1}} = \frac{W_{\mathrm{p}}}{\ddot{U}_{\mathrm{Tr}}}; \tag{43}$$

W_{s1} — halbe Sekundärwindungszahl, W_{p} — Primärwindungszahl. Der Drahtdurchmesser von Primär- und Sekundärwicklungen wird nach Gl. (26) und Gl. (27) ermittelt. Zur Kontrolle ist aus der mittleren Wicklungslänge und der Windungszahl der primäre Wicklungswiderstand zu errechnen und mit dem Vorgabewert nach Gl. (35) zu vergleichen. Die Sekundärwicklung ist zweidrähtig zu wickeln und entsprechend in Reihe zu schalten. Ein ausführliches Berechnungsbeispiel muß aus Platzgründen entfallen.

2.4. Serien-Gegentakt-Verstärker oder eisenlose Endstufe

2.4.1. Die Weiterentwicklung des transformatorgekoppelten Verstärkers zur eisenlosen Endstufe

Der Material- und Fertigungsaufwand bei der Herstellung bewickelter Bauelemente sowie der relativ große Klirrfaktor der Eisenendstufe führten zur Entwicklung des Serien-Gegentakt-Verstärkers, wobei der niedrige Schwingspulenwiderstand der Lautsprecher diese Entwicklungsrichtung noch besonders begünstigte. In den Anfangsjahren der eisenlosen Endstufe wurden die Endtransistoren, die ja vorwiegend pnp-Germaniumtypen waren, noch mit Gegentaktübertrager bzw. von einem pnp-Treibertransistor mit Arbeitswiderstand im Kollektorkreis und unüberbrücktem Emitterwiderstand angesteuert. Durch die letztgenannte Art der Treiberschaltung werden, ähnlich wie mit der aus der Röhrentechnik bekannten Katodynschaltung, zwei um 180° gegeneinander verschobene Steuerspannungen erzeugt. Das änderte sich mit dem Aufkommen der komplementären Transistoren, wodurch auf eine zusätzliche Phasenumkehrstufe verzichtet werden konnte. Unter *komplementär* versteht man in diesem Fall zwei Transistoren entgegengesetzter Zonenfolge, aber weitgehend übereinstimmender elektrischer Eigenschaften. Die ersten Komplementärstufen konnten aber nur geringe Leistungen abgeben. Waren größere Ausgangsleistungen erforderlich, so wurden der Komplementärstufe zwei pnp- oder npn-Leistungstransistoren nachgeschaltet. Diese sogenannte *Quasikomplementärendstufe*, die auch der Verstärker nach Bild 2.2 aufweist, ist lange Zeit die beherrschende Schaltung für Verstärker größerer Ausgangsleistung gewesen. Während der letzten Jahre gelang es, auch Siliziumkomplementärtransistoren größerer Leistung herzustellen. Dadurch vereinfachten sich die Endverstärker noch weiter. Die letzte Entwicklung in der diskreten Leistungstechnik sind *Darlington*-Komplementärtransistoren in Epibasistechnik mit integrierten Schutzdioden und Basiswiderständen. Damit ergibt sich ein äußerst raumsparender Aufbau und eine sehr geringe Steuerleistung.
Bild 2.3 nach [6] zeigt einen Leistungsverstärker für 25 W Ausgangsleistung mit diesen Transistoren.

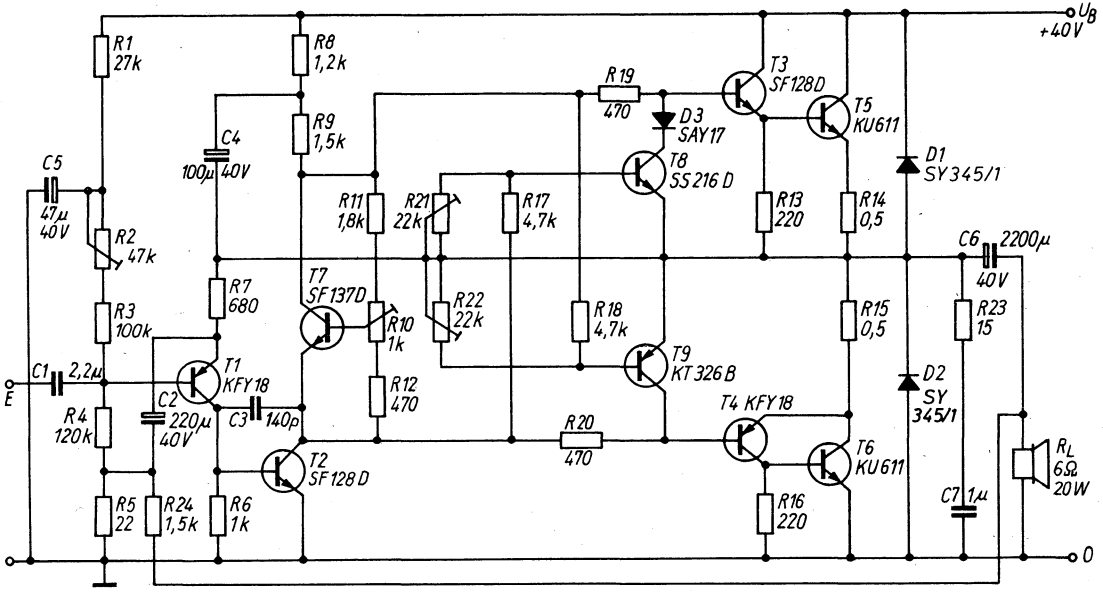


Bild 2.2 20-W-Seriengegentaktverstärker mit Quasikomplementärendstufe

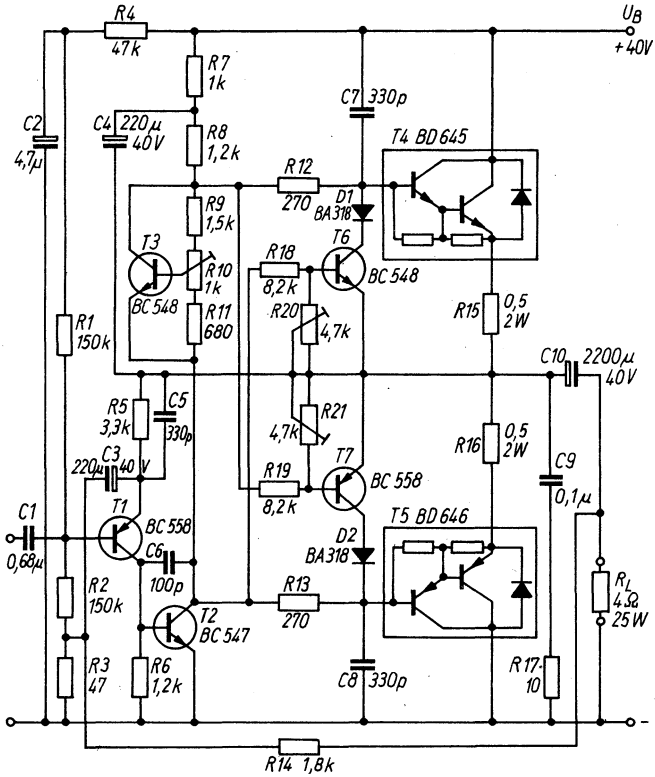


Bild 2.3 25-W-Leistungsverstärker mit *Darlington*-Vollkomplementär-Endstufe

Wenn sich auch die Endstufe ausgangsseitig im Laufe der Entwicklung nur unwesentlich verändert hat, so sollte beachtet werden, daß es in den Anfangszeiten der eisenlosen Gegentaktverstärker vielfach üblich war, die Endtransistoren in A- oder A-B-Betrieb mit großem Ruhestrom zu betreiben. Werden solche Schaltungen nachgebaut, so muß man mit großen Verlustleistungen der Endstufen rechnen.

In die Weiterentwicklung wurden auch die Vorstufen des eisenlosen Verstärkers einbezogen. Hier stand besonders die Schal-

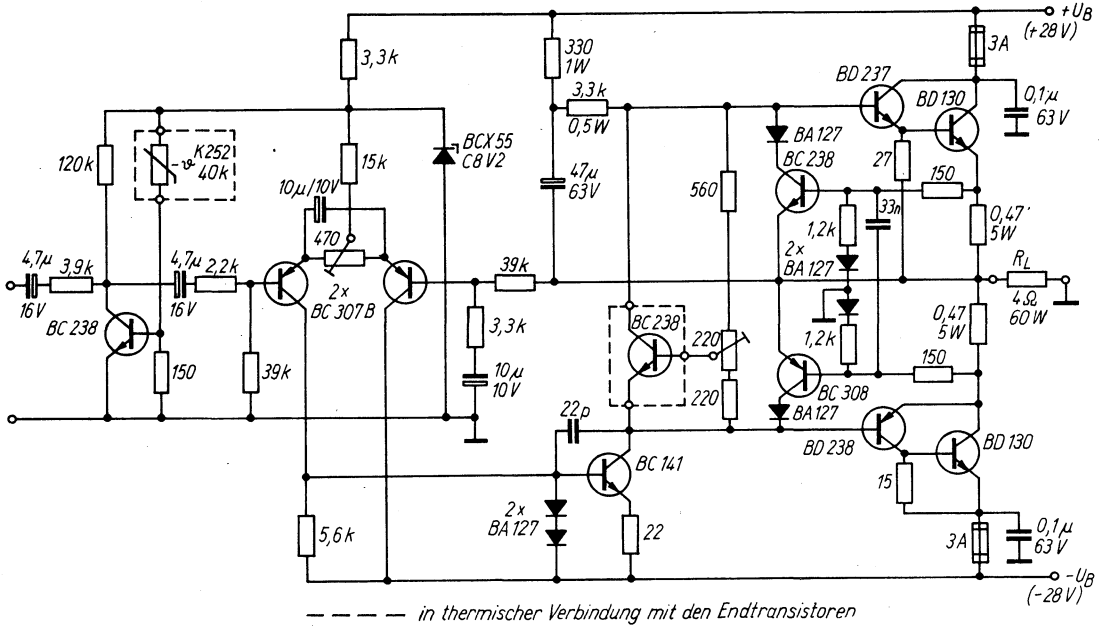


Bild 2.4 Kurzschlußsicherer 60-W-Verstärker ohne Auskoppelkondensator

tungstechnik des Operationsverstärkers Pate. Schon nach kurzer Zeit bildete man die Vorstufe als Differenzverstärker aus. Mit dieser Stufe und einer starken Gleichstromgegenkopplung kann die Mittenspannung sehr stabil gehalten werden. Dadurch ist es möglich, den Verstärker mit einer Plus-Minus-Versorgungsspannung zu betreiben und die Mittenspannung auf 0-Potential zu legen. Weiterhin kann der Auskoppelelektrolytkondensator entfallen und der Lautsprecher direkt an den Ausgang angeschlossen werden (s. Bild 2.4). Verzichtet man auch noch auf den Eingangskondensator, so hat man einen Leistungs-Operationsverstärker und kann z. B. Gleichstrom verstärken [2].
Mit den Fortschritten auf dem Gebiet der integrierten Schaltungstechnik wurden auch Leistungsverstärker in dieser Technologie entwickelt. In die integrierten Leistungsverstärker sind inzwischen alle Erkenntnisse der diskreten Schaltungstechnik und Operationsverstärkertechnik eingeflossen. Hinzu kommen noch weitere Vorzüge infolge der guten thermischen Kopplung innerhalb der monolithischen Schaltung. International geht die Entwicklung auch bei Verstärkern großer Leistung immer mehr in Richtung integrierter und Hybrid-Schaltungen.

2.4.2. Die Funktion des Serien-Gegentakt-Verstärkers

Zum Verständnis der Endstufenfunktion ist die Ausgangsstufe in Bild 2.5 vereinfacht dargestellt. Zur besseren Unterscheidung werden beide Halbwellen getrennt betrachtet. Liegt die negative Halbwelle der Steuerwechselspannung an der Basis des Treibertransistors T1 (Bild 2.5a), so sperrt dieser, und der Transistor T2 wird durch den Basisstrom $\hat{I}_{B2}$ geöffnet. Folglich fließt vom Pluspol der Betriebsspannung ein Kollektorstrom $\hat{I}_{C2}$ durch T2 und als Ladestrom über den Auskoppelelektrolytkondensator $C1$ sowie über den Lautsprecher zum Minuspol der Betriebsspannung. Der Transistor T3 ist während dieser Zeit gesperrt.
Durch die positive Halbwelle der Steuerspannung (Bild 2.5b) wird der Treibertransistor leitend und zieht das Kollektorpotential gegen 0. Dadurch erhält die Basis des Transistors T3 negatives Potential gegenüber seinem Emitter. Es fließt ein Basisstrom $\hat{I}_{B3}$, und die Kollektor-Emitter-Strecke des T3

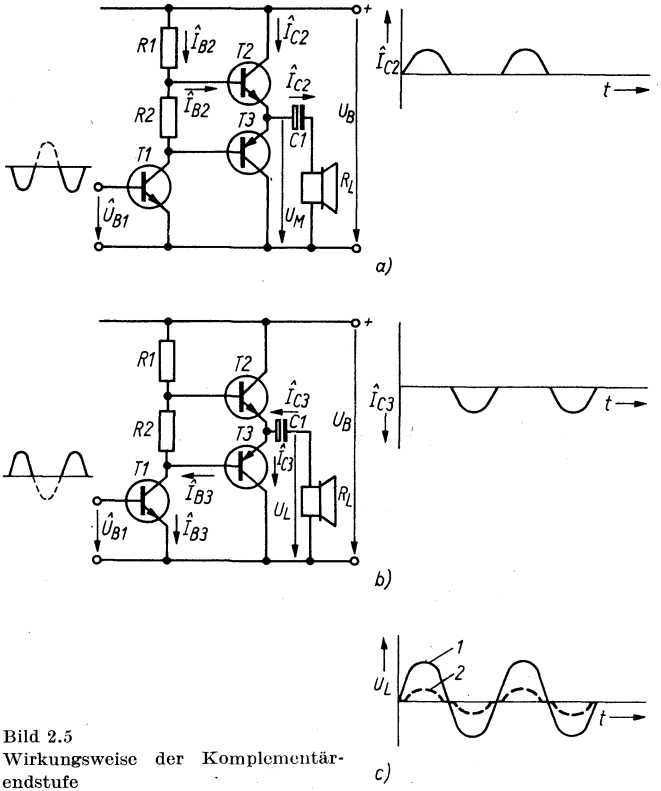


Bild 2.5
Wirkungsweise der Komplementärendstufe

wird leitend. Jetzt entlädt sich der Auskoppelelektrolytkondensator über T3 und den Lautsprecher, für den der Strom jetzt in entgegengesetzter Richtung fließt. Während dieser Zeit ist der Transistor T2 gesperrt. In Bild 2.5c sind die zwei Einzelströme $\widehat{I}_{C2}$, $\widehat{I}_{C3}$ und die daraus resultierende Ausgangswechselspannung über R_L zu sehen. Die gestrichelte Darstellung zeigt die fehlerhafte Zusammensetzung der Ausgangsspannung bei nicht in den Kennlinien übereinstimmenden Transistoren oder zu geringem Ruhestrom durch die Endtransistoren (Übernahmeverzerrungen). Das macht sich besonders bei kleiner Aussteuerung bemerkbar.

Am vereinfacht dargestellten Treiber-Arbeitswiderstand fällt über R2 die Basis-Emitter-Spannung zur Erzeugung des Endstufen-Ruhestroms ab. R2 wird vielfach aus zwei oder mehreren nichtlinearen Widerständen gebildet, die sich meist in thermischem Kontakt mit den Endtransistoren befinden und in Abhängigkeit von ihrer Gehäusetemperatur den Ruhestrom annähernd konstant halten.

Zur Funktionsbeschreibung der Treiber- und Vorstufen soll der quasikomplementäre 20-W-Leistungsverstärker nach Bild 2.2 aus [7] als Beispiel dienen. Um die Wirkungsweise solcher quasikomplementären Schaltungen zu begreifen, muß man wissen, daß *Darlington*-Schaltung (T3, T5) und komplementäre *Darlington*-Schaltung (T4, T6), international auch als LIN-Kombination bekannt, etwa gleiche Eingangswiderstände und, vorausgesetzt es wurden Transistorpaare einheitlicher Stromverstärkungsgruppen verwendet, gleiche Stromverstärkungen aufweisen. Dabei linearisieren die Emitterwiderstände $R14$ und $R15$ den Eingangswiderstand der Endstufe und gleichen die Kennlinien an. Diese Widerstände dürfen aber nicht zu groß gewählt werden, da an ihnen ein Teil der Ausgangsleistung verlorengeht. Die Basisableitwiderstände $R13$ und $R16$ erhöhen die Spannungsfestigkeit der Endtransistoren und bewirken vor allem bei Germanium-Transistoren die Ableitung des Basisreststroms.

Bezeichnet man auch die Transistoren T3 und T4 im Sprachgebrauch als Treiber, so wird die eigentliche Treiberstufe doch vom Transistor T2 mit den Widerständen $R8$ und $R9$ gebildet. Um die Wirkung des zwischen $R8$ und $R9$ gegen das Mittenspannungspotential U_M geschalteten Elektrolytkondensators zu erklären, muß noch einmal auf Bild 2.5 verwiesen werden. Soll in dieser Schaltung der npn-Endtransistor voll durchgesteuert werden, so müßte die Basis dieses Transistors direkt mit dem Pluspol der Betriebsspannung verbunden sein. Hier liegt aber der Arbeitswiderstand $R1$ des Treibertransistors zwischen Basis des T2 und Pluspol. Durch den für die Aussteuerung des T2 erforderlichen Basisstrom entsteht ein Spannungsabfall über $R1$, und der Transistor T2 kann nur bis zu einem um diesen Spannungsverlust reduzierten Wert durchgesteuert werden. Das ließe sich durch eine zusätzliche aufgestockte Hilfsspannung beseitigen, an die der Treiberarbeitswiderstand angeschlossen sein müßte. Doch gibt es, wie aus Bild 2.2 zu

erkennen ist, eine weitaus elegantere Lösung. Es soll jetzt wieder die Schaltung nach Bild 2.2 betrachtet werden. Während des Stromflusses durch die LIN-Kombination T4, T6 wurde die Mittenspannung U_M gegen Nullpotential gezogen und der Elektrolytkondensator $C4$ über den Teilarbeitswiderstand auf einen bestimmten positiven Betrag aufgeladen. Bei der folgenden positiven Halbwelle durch die *Darlington*-Kombination T3, T5 wird U_M wieder positiv und das Potential des an $C4$ liegenden Verbindungspunkts $R8$, $R9$ um den Betrag der auf $C4$ geladenen Gleichspannung positiver als U_M. Damit ist eine sichere Durchsteuerung der *Darlington*-Stufe gewährleistet. Durch eine günstige Wahl des Widerstandsverhältnisses $R8$ zu $R9$ kann der Einfluß des Basisstroms vom Transistor T3 auf die Aussteuerbarkeit der *Darlington*-Stufe (T3, T5) nahezu kompensiert werden.
Durch den Transistor T7, der sich in gutem Wärmekontakt mit den Endtransistoren befinden muß, wird mit dem Regler $R10$ der Endstufenruhestrom eingestellt. Diese Form der Ruhestromregelung ist eine sehr gute Lösung und erfüllt die Funktion der Arbeitspunkteinstellung, Stabilisierung gegen Betriebsspannungsschwankungen und Ruhestromreduzierung bei starker Temperaturerhöhung an den Endtransistoren. Steigt infolge Erhöhung der Betriebsspannung der Strom durch den Spannungsteiler $R11$, $R10$, $R12$, so vergrößert sich der Basisstrom des Transistors T7. Dadurch verringert sich seine Kollektor-Emitter-Spannung und damit der Endtransistoren-Ruhestrom. Durch entsprechende Dimensionierung der Widerstände des genannten Spannungsteilers läßt sich die Betriebsspannungsabhängigkeit fast kompensieren. Da sich T7 in thermischer Verbindung mit den Endtransistoren befindet, verkleinert sich seine U_{CE}-Spannung mit steigender Kühlkörpertemperatur und wirkt damit einem Ansteigen des eingestellten Ruhestroms durch die Temperatur entgegen.
Den Arbeitspunkt des Vorstufentransistors T1 stellt man mit dem Widerstand $R2$ so ein, daß das mit U_M bezeichnete Mittenspannungspotential $U_B/2$ wird. Der Vorstufentransistor T1 bildet mit dem Treibertransistor $R2$ eine weitere Komplementärstufe. Über $R7$ erfolgt eine starke galvanische Gegenkopplung zum Eingangstransistor, die die Mittenspannung U_M konstant hält und die Gesamtverstärkung herabsetzt. Eine weitere Gegenkopplung vom Lautsprecherausgang über $R24$ zum Emitter

des Eingangstransistors setzt unter anderem den Klirrfaktor an den Frequenzgrenzen herab. Mit dem Kondensator $C3$ wird die obere Grenzfrequenz festgelegt und hochfrequenten Schwingneigungen entgegengewirkt. Das *Boucherot*-Glied ($R23$, $C7$) setzt die Verzerrungen bei hohen Frequenzen herab. Es wird für eine Frequenz von etwa 8 kHz ausgelegt, wobei R etwa 2 ... 4 Ra gewählt wird, $C \approx 1/\omega R$. Bei Überlastung oder Kurzschluß des Verstärkerausgangs begrenzen die Transistoren T8, T9 über die Basis-Emitter-Spannung der Transistoren T3, T4 den Ausgangsstrom der Endtransistoren, um diese vor thermischer Zerstörung zu schützen. Der Einsatz der Begrenzung kann mit den Reglern $R21$ und $R22$ getrennt eingestellt werden. $R19$ und $R20$ sind Schutzwiderstände, $R17$ und $R18$ die jeweiligen Basiswiderstände von T8 und T9. Durch die Diode D3 wird Inversbetrieb über T8 vermieden, D1 und D2 schützen die Endstufe vor Falschpolung der Betriebsspannung. Viele der beschriebenen Schaltungseinzelheiten sind in mehr oder weniger abgewandelter Form in den Verstärkern mit eisenlosen Endstufen zu finden.

2.4.3. Dimensionierungshinweise und Berechnungsbeispiel

Zum besseren Verständnis des folgenden Abschnitts wird wieder die Schaltung des Verstärkers nach Bild 2.2 benutzt. Er soll eine Ausgangsleistung von 20 W an einen Lastwiderstand von 6Ω abgeben. Die Emitterwiderstände der Endtransistoren werden mit 0,5Ω vorgegeben, der Ruhestrom durch die Endtransistoren soll auf etwa 30 mA eingestellt werden.
In Abschnitt 2.2.2. wurden bereits überschlägige Formeln zur Ermittlung von Totalverlustleistung Gl. (3) und maximaler Kollektorstrom G. (4) eines Endstufentransistors angegeben. Danach können die Leistungstransistoren grob bestimmt werden. Da bei der eisenlosen Endstufe Betriebsspannung, Lastwiderstand, Kollektorspitzenstrom und Ausgangsleistung in einem festen Verhältnis zueinander stehen, der Last- oder Lautsprecherwiderstand und die gewünschte maximale Ausgangsleistung P_0 am Lastwiderstand R_L aber meist bekannt sind, ergibt sich die erforderliche Betriebsspannung

$$U_B \geqq \sqrt{8\ P_0' \cdot R_L'} + 2\ U_V\ ; \qquad (44)$$

P_0' — Ausgangsleistung + Leistung an den Emitterwiderständen R_E, $P_0' \approx 1{,}1 \ldots 1{,}15\ P_0$, R_L' — Lastwiderstand R_L + 1 Emitterwiderstand R_E, d. h. $(R_L + R_E)$.

U_V ist der Spannungsabfall über eine Endstufenkombination (z. B. T3, T5 in Bild 2.2) bei Maximalaussteuerung mit $\hat{I}_C$. Es ist die Summe aus Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung des Vortransistors (z. B. $U_{CE\,sat}$ T3 in Bild 2.2) und der Basis-Emitter-Spannung des Endtransistors (z. B. U_{BE} T5 in Bild 2.2)

$$U_V = U_{CE\,satV} + U_{BE\,End}. \tag{45}$$

U_V hat an *Darlington*- und LIN-Kombination etwa gleiche Größe. Deshalb kann in Gl. (44) und den folgenden Formeln 2 U_V eingesetzt werden. $U_{CE\,sat}$ und U_{BE} sind aus den Kenndatenblättern der jeweiligen Transistoren zu ersehen. Praktische Werte für U_V liegen bei Germanium- sowie bei Siliziumkombinationen zwischen 1,3 bis 1,5 V. Die Ausgangsleistung P_0 wird für den Beginn des Abkappens der Ausgangssinusspannung, d. h. für einen Klirrfaktor von etwa 3 ... 5% angegeben. Im Berechnungsbeispiel ergibt sich mit einem R_E von 0,5 Ω, einer Leistung P_0 von 1,15 $P_0' = 23$ W und einem U_V von 1,3 V die erforderliche Mindestbetriebsspannung

$$U_B \geqq \sqrt{8 \cdot 23\ \text{W} \cdot 6{,}5\ \Omega} + 2 \cdot 1{,}3\ \text{V} = 37{,}2\ \text{V},$$

gewählt werden $U_B = 40$ V. Damit kann Gl. (44) nach P_0' umgestellt werden. Mit der größer gewählten Betriebsspannung wird P_0 ebenfalls größer als angenommen

$$P_0' = \frac{(U_B - 2\,U_V)^2}{8\,(R_L + R_E)}, \tag{46}$$

mit den gewählten Größen errechnet sich P_0' im Beispiel zu 27 W. Werden U_B, P_0' und R_L' in Gl. (3) und Gl. (4) eingesetzt, so ergeben sich überschlägig $P_{V\,max}$ mit 6,75 W je Endtransistor und ein Kollektorspitzenstrom $\hat{I}_{C\,End}$ von etwa 3 A. Damit können die Leistungstransistoren gewählt werden. Es wird der TESLA-Typ *KU 611* mit den Grenzwerten $U_{CE\,max}$ 50 V, $I_{C\,max}$ 3 A und $P_{tot\,max}$ 10 W eingesetzt. Die Stromverstärkung B beträgt mindestens 20, der Wärmewiderstand 11 K/W, maximale Kristalltemperatur 155 °C. Da dieser Transistor mit seinen Werten an der Leistungsgrenze liegt, können auch leistungs-

fähigere Typen, wie *KU 605 ... KU 608, KD 605 ... KD 607* eingesetzt werden.
Der tatsächliche Kollektorspitzenstrom der Endtransistoren ergibt sich nach der Beziehung

$$\hat{I}_{\mathrm{C\,End}} = \frac{U_{\mathrm{B}} - 2\,U_{\mathrm{V}}}{2\,(R_{\mathrm{L}} + R_{\mathrm{E}})}. \tag{47}$$

Damit kann jetzt die Ausgangsleistung P_0 am Lastwiderstand R_{L} berechnet werden

$$P_0 = \frac{\hat{I}^2_{\mathrm{C\,End}}\,R_{\mathrm{L}}}{2}. \tag{48}$$

Die Leistungsdifferenz zu P_0' wird an den beiden Emitterwiderständen verbraucht. Danach berechnet sich die Verlustleistung eines Emitterwiderstands

$$P_{\mathrm{RE}} = \frac{P_0' - P_0}{2} \tag{49}$$

Die maxmale Verlustleistung tritt an den Endtransistoren bei einer Spannungsaussteuerung von etwa 64% auf. Das entspricht etwa 40% Leistungsaussteuerung. Die maximale Verlustleistung für einen Endtransistor erhält man mit genügender Genauigkeit aus der folgenden Beziehung, worin das erste Glied der Gleichung den Ruhestrom I_{CR} durch die Endtransistoren berücksichtigt

$$P_{\mathrm{V\,max}} \approx \frac{U_{\mathrm{B}} \cdot I_{\mathrm{CR}}}{4} + \frac{U_{\mathrm{B}}^2}{4\,\pi^2\,(R_{\mathrm{L}} + R_{\mathrm{E}})}. \tag{50}$$

Die bisher ermittelten Werte des Berechnungsbeispiels in Gl. (47) bis Gl. (50) eingesetzt, ergeben

$$\hat{I}_{\mathrm{C\,End}} = \frac{40\ \mathrm{V} - (2 \cdot 1{,}3\ \mathrm{V})}{2 \cdot 6{,}5\ \Omega} = 2{,}87\ \mathrm{A},$$

$$P_0 = \frac{(2{,}87\ \mathrm{A})^2 \cdot 6\,\Omega}{2} = 24{,}8\ \mathrm{W},$$

$$P_{\mathrm{RE}} = \frac{P_0' - P_0}{2} = 1{,}1\ \mathrm{W},$$

$$P_{\mathrm{V\,max}} \frac{40\ \mathrm{V} \cdot 0{,}03\ \mathrm{A}}{4} + \frac{(40\ \mathrm{V})^2}{4\,\pi^2 \cdot 6{,}5\ \Omega} = 6{,}55\ \mathrm{W}.$$

Als nächstes wird das erforderliche Kühlblech nach Abschnitt 2.2.3. ermittelt. Für eine maximale Umgebungstemperatur von 50 °C werden bei entsprechender Sicherheit (geringe Konvektion) mit Alublech 2 mm dick, waagerechte Gebrauchslage, eine Kühlfläche von 216 cm² je Transistor benötigt. Infolge des großen Wärmewiderstands des *KU 611* ist die erforderliche Kühlblechfläche sehr groß. Wird dagegen der Transistor *KU 606* eingesetzt, so sind unter gleichen Bedingungen nur 52 cm² Kühlblech erforderlich.

Der Effektivwert des Wechselstroms durch den Lastwiderstand ist bei sinusförmiger Wechselspannung $\hat{I}_{C\,End}/\sqrt{2}$. Im Beispiel sind es 2,04 A. Die Basiswiderstände der Endtransistoren leiten den Reststrom ab und erhöhen damit die Spannungsfestigkeit der Kollektor-Emitter-Strecke. Ihr Widerstandswert liegt zwischen 100 ... 300 Ω, also etwa in der Größe des Gleichstromeingangswiderstands R_B im unausgesteuerten Zustand des Endtransistors

$$R_B \approx \frac{U_{BE\,R}}{I_{B\,R}}. \tag{51}$$

Diese Werte sind aus dem Kennlinienblatt zu ersehen. Sie sind für den *KU 611* bei einer Gleichstromverstärkung von $B \geqq 20$ und einem Kollektorruhestrom $I_{C\,R} = 30$ mA:

$U_{BE\,R}$ (Basis-Emitter-Spannung bei Ruhestrom) $\approx 0{,}6$ V,

$I_{B\,R}$ (Basisstrom bei Ruhestrom durch den Transistor) $\approx 2{,}5$ mA.

Für den Basisstrom wurde aus Sicherheitsgründen der niedrigste Kennlinienwert aus dem Datenblatt $I_C = f(U_{CE})$ eingesetzt

$$R_B = R13,\ R16 \approx \frac{0{,}6\text{ V}}{2{,}5\text{ mA}} = 240\,\Omega, \text{ gewählt } 220\,\Omega.$$

Die Komplementärstufen müssen den jeweiligen Endtransistor aussteuern und die Leistung für den Basiswiderstand aufbringen. Die erforderliche Verlustleistung ist für die *Darling-* und für die LIN-Vorstufe ungefähr gleich. Die LIN-Vorstufe liegt etwa an der halben Betriebsspannung und muß den Basisspitzenstrom für T6 bei der entsprechenden Basisspannung und den Strom durch $R16$ aufbringen.

Der Lastwiderstand der LIN-Vorstufe ist damit

$$R_{\mathrm{a\ LIN}} \approx \frac{U_{\mathrm{M}} - U_{\mathrm{CE\ sat\ LIN}}}{\frac{\hat{I}_{\mathrm{C\ End}}}{B_{\mathrm{End}}} + \frac{\hat{U}_{\mathrm{BE\ End}}}{R_{\mathrm{B}}}}, \tag{52}$$

$U_{\mathrm{CE\ sat\ LIN}}$ — Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung der LIN-Vorstufe, U_{M} — Mittenspannung, $\approx U_{\mathrm{B}}/2$, $\hat{I}_{\mathrm{C\ End}}$ — Kollektorspitzenstrom der Endtransistoren, $U_{\mathrm{BE\ End}}$ — Basisspannung des Endtransistors bei $\hat{I}_{\mathrm{C\ End}}$, B_{End} — statische Stromverstärkung des Endtransistors in Emitterschaltung (Gleichstromverstärkung). Mit diesem Wert berechnet sich die Verlustleistung von Darlington- und LIN-Vorstufe

$$P_{\mathrm{V\ max\ LIN/Darl}} \approx \frac{1{,}21\ U_{\mathrm{M}}^2}{\pi^2\ R_{\mathrm{a\ LIN}}}. \tag{53}$$

Im Beispiel ergeben sich folgende Verlustleistungen der Vorstufen

$$R_{\mathrm{a\ LIN}} \approx \frac{20\ \mathrm{V} - 0{,}5\ \mathrm{V}}{\frac{2{,}65\ \mathrm{A}}{20} + \frac{0{,}8\ \mathrm{V}}{220\ \Omega}} \approx 140\ \Omega$$

$$P_{\mathrm{V\ max}}\ \mathrm{T3,\ T4} \approx \frac{1{,}21 \cdot 400\ \mathrm{V}^2}{\pi^2 \cdot 140\ \Omega} \approx 0{,}35\ \mathrm{W}.$$

Bei dieser Leistung ist für die Vorstufentransistoren keine Kühlfläche erforderlich.

Der Minimalwert des Auskoppelkondensators $C6$ ist

$$C6_{\ \mathrm{min}} = \frac{1}{2\pi\, f_{\mathrm{u}}\, R_{\mathrm{L}}}. \tag{54}$$

Bei einer vorgegebenen unteren Grenzfrequenz von $f_{\mathrm{u}} = 30$ Hz sind das

$$C6 = \frac{1}{2\pi \cdot 30\ \mathrm{Hz} \cdot 4\ \Omega} = 1326\ \mu\mathrm{F};$$

gewählt 2200 μF, 40 V.

Die Berechnung der weiteren Bauelemente des Verstärkers wird im Rahmen dieser Broschüre zu umfangreich und kann bei Bedarf aus [7] ersehen werden.

3. Integrierte Leistungsverstärker

3.1. Eigenschaften, Vor- und Nachteile integrierter Schaltungen

Die Forderungen nach geringeren Abmessungen und Erhöhung der Zuverlässigkeit elektronischer Schaltungen, die vor allem von der Datenverarbeitungs- und Raumfahrttechnik gestellt wurden, führten Ende der 50er Jahre zur Entwicklung erster integrierter Digitalschaltungen, speziell für das Gebiet der Rechentechnik. Die Vorteile dieser Entwicklung, wie hohe Packungsdichte bei kleinsten räumlichen Abmessungen, große Zuverlässigkeit und Wiederholbarkeit der Schaltung, geringe Signalverzögerungszeiten, gute Wärmeleitfähigkeit und geringe Temperaturunterschiede innerhalb der Schaltung, überwogen die wenigen Nachteile — Kondensatoren können nur als kleinste Kapazitäten, Spulen überhaupt nicht integriert werden.

Bei integrierten NF-Verstärkern, die im wesentlichen in Geräten der Konsumgüterelektronik eingesetzt werden, treten die genannten Vorteile besonders in Erscheinung. Hinzu kommt, daß man infolge des hohen Stückzahlbedarfs, den die Konsumgüterindustrie hat, die Schaltkreise zu einem niedrigen Preis abgeben kann. Die integrierte Verstärkerschaltung ist meist so optimal geschaltet, daß sich die notwendige Außenbeschaltung mit passiven Bauelementen auf ein Minimum reduzieren läßt. Das ergibt gegenüber der herkömmlichen Bestückung mit diskreten Transistoren auf Leiterplatten große ökonomische und technologische Vorteile.

Um eine Vorstellung von den Größenverhältnissen der integrierten Schaltungen zu erhalten, sollen einige Werte genannt werden. Das Siliziumchip eines integrierten Leistungsverstärkers hat etwa die Abmessungen von 1,7 mm × 2 mm Kantenlänge und eine Dicke von 0,25 mm. Die einzelnen aufgedampften Siliziumschichten haben Dicken von 7 bis 25 μm. Auf einem Leistungsverstärkerchip sind etwa 16 bis 30 bipolare Transistoren. 4 bis 8 Dioden und 10 bis 20 Widerstände integriert.

3.2. Elektrischer Aufbau und Wirkungsweise

Bei integrierten Leistungsverstärkern gibt es einige Grundschaltungen, die bei den unterschiedlichsten Leistungsklassen immer wieder angewendet werden. Auch der Schaltungsaufbau ist in vielen Fällen ähnlich. Das ist schon durch den großen Betriebsspannungsbereich, in dem der Verstärker optimal arbeiten muß, bedingt.

Die den Amateur interessierenden elektrischen Eigenschaften sollen am Beispiel einer integrierten 6-W-Standardschaltung wie z. B. des *A 210*, vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder), erläutert werden. Äquivalenzen oder zumindest direkt austauschbare Typen zum *A 210* sind *MBA 810 S* (TESLA, ČSSR), *UL 1481 P* (*Unitra Cemi*, Volksrepublik Polen) und der internationale Typ *TBA 810 S* (SGS ATES, *Telefunken*). Ausführliche Kenndaten, Beschreibung und Schaltbeispiele sind in [8] enthalten. Integrierte Leistungsverstärker müssen, abgesehen von den unterschiedlichen Leistungsklassen, fast ausnahmslos die gleichen Einsatzbedingungen erfüllen und haben deshalb auch im wesentlichen den gleichen Aufbau.

Hauptforderungen an integrierte Leistungsverstärker sind:

— Sie sollen in einem großen Betriebsspannungsbereich ohne Nachstellung des Arbeitspunktes optimale Leistung an den Lastwiderstand abgeben.

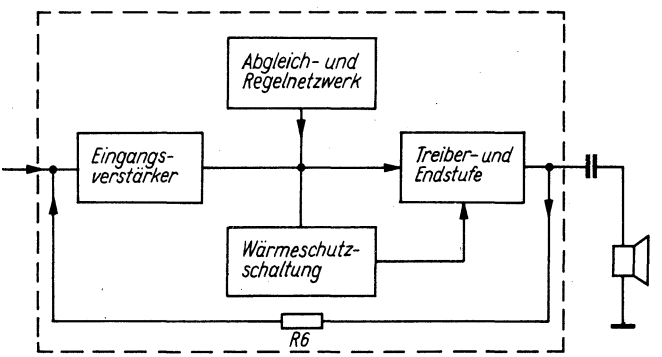


Bild 3.1 Übersichtsschaltplan des *A 210*

— Die Arbeitspunkte müssen im Betriebstemperaturbereich stabil sein.
— Große Verstärkung, hoher Eingangswiderstand, leichte Frequenzkompensation.
— Überlastungssicher.

Im Übersichtsschaltplan (Bild 3.1) wird der Schaltkreis *A 210* in folgende Funktionsgruppen aufgeteilt:
— Eingangsverstärker oder Vorverstärker,
— Treiber- und Endstufe,
— Abgleich- und Regelnetzwerk,
— Wärmeschutzschaltung.

Außerdem ist ein interner Rückkopplungswiderstand (R_G, R6) vorhanden, der zusätzlich extern beschaltet werden kann.

3.3. Beschreibung der Funktionsgruppen (Bild 3.2)

3.3.1. Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker besteht aus den pnp-Transistoren T1 und T2 in *Darlington*-Schaltung und dem als Stromquelle geschalteten Transistor T3, der für T2 den Arbeitswiderstand bildet. Durch die *Darlington*-Schaltung wird der Eingangsverstärker sehr hochohmig, während der Stromquellenarbeitswiderstand T3 eine große Spannungsverstärkung bewirkt. Weil die Eingangsschaltung ihren Bezugspunkt (Emitter T2) am Gegenkopplungsanschluß 6 hat, kann man auf einen Basisspannungsteiler am Verstärkereingang verzichten und Generatoren mit ohmschen Innenwiderständen direkt anschließen. Durch den am Verstärkereingang liegenden Schutzwiderstand *R*1 wird die Eingangsstufe vor einer möglichen Überlastung geschützt.

3.3.2. Treiber- und Endstufe

Der Transistor T6 wirkt als Treiberstufe. Durch den Emitterwiderstand *R*7 wird der Eingangswiderstand dieser Stufe erhöht, um den Vorverstärker nur gering zu belasten. Die Stromquelle T10 bildet den Arbeitswiderstand für T6. Das bewirkt eine betriebsspannungsunabhängige Stromaussteuerung der Endstufe

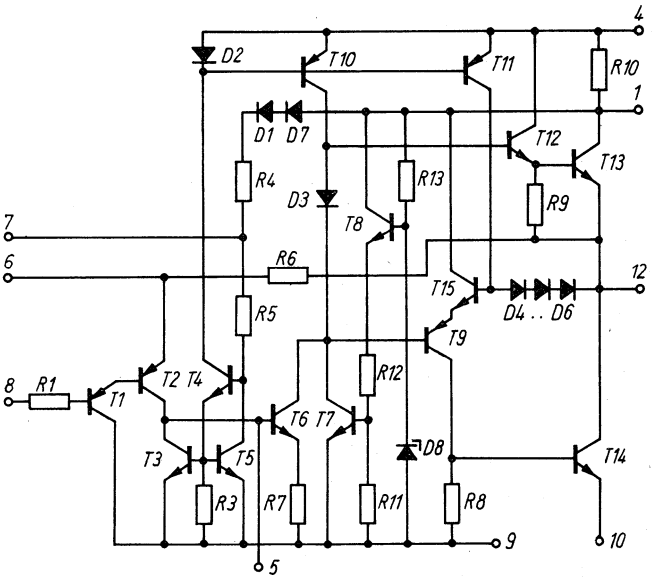


Bild 3.2 Innenschaltung des *A 210*

mit nur sehr geringen Verzerrungen. Über die Potentialdiode D3 fällt eine geringe Spannung ab, die einen Ruhestrom von 2 bis 4 mA durch die Endtransistoren hervorruft, um bei kleinen Aussteuerungen den Klirrfaktor niedrig zu halten (Überlappungsverzerrungen). Die betriebsspannungsunabhängige Ruhestromstabilisierung erfolgt durch die Stromquelle T11, in Verbindung mit den Dioden D4 bis D6. Außerdem wird durch diese Schaltung die Sättigung des Transistors T9 verhindert. Damit auch bei großen Aussteuerungen eine einwandfreie, unverzerrte positive Halbwelle erzielt werden kann, wird die Betriebsspannung am Anschluß 4 dynamisch aufgestockt (s. Abschnitt 2.4.2.). Dadurch kann T13 bis zur Sättigungsspannung durchgesteuert werden.

3.3.3. Abgleich- und Regelnetzwerk

Wenn der Verstärker innerhalb des zulässigen Betriebsspannungsbereiches immer die maximal mögliche Leistung mit geringem Klirrfaktor abgeben soll, muß die Mittenspannung U_M im nichtausgesteuerten Zustand stets $U_B/2$ betragen.
Diese Bedingung erfüllt das Abgleich- und Regelnetzwerk, das durch die Transistoren T4, T5, die Diode D2 und die Widerstände $R3$ bis $R6$ gebildet wird. Zur besseren Erklärung der Wirkungsweise dient Bild 3.3. Der als Stromquelle für T2 wirkende Transistor T3 bildet mit dem Transistor T5 einen sogenannten „Stromspiegel". Zur Erläuterung sei gesagt, daß der Strom I_4 in den geometrisch gleichen und funktionsmäßig übereinstimmenden Transistoren T3 und T5 gleichgroße Kollektorströme I_3 und I_5 hervorruft, die sich gewissermaßen „spiegeln". Damit kann bei großer Stromverstärkung der Transistoren mit genügender Sicherheit angenommen werden, daß $I_3 = I_5$ ist. Bei Vernachlässigung des Basisstroms von T6 gilt

$$U_M = I_6 R6 + 2 U_{BE} \tag{55}$$

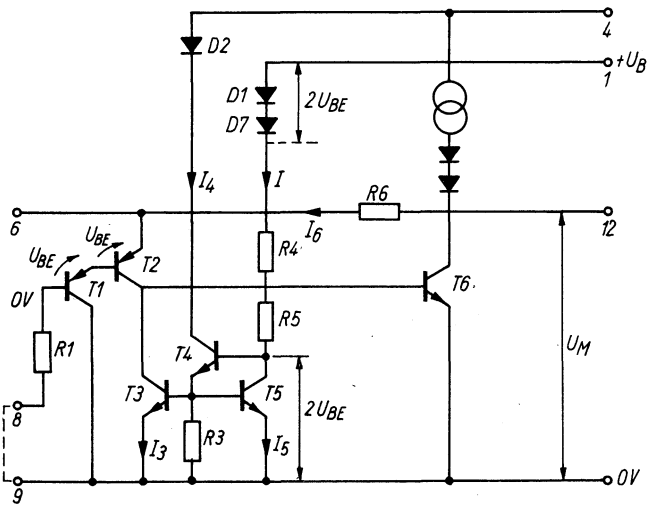


Bild 3.3 Grundschaltung des Abgleich- und Regelnetzwerkes

(wobei sich 2 U_{BE} auf T1 und T2 bezieht). Weiterhin ist $R6 = R5 = R4 = 4\,k\Omega$. Legt man die Stromquelle T4 so aus, daß $I_6 = I_5 = I_4 = I$ ist, so gilt auch

$$I = I_6 = \frac{U_B - 4\,U_{BE}}{2\,R6} \tag{56}$$

Zum Verständnis sei noch gesagt, daß 2 $R6$ für die Widerstände $R4$ und $R5$ stehen. Setzt man nun Gl. (56) in Gl. (55) ein, so ergibt sich

$$U_M = \frac{U_B - 4\,U_{BE}}{2} + 2\,U_{BE} = \frac{U_B}{2}. \tag{57}$$

Das heißt, daß bei dieser idealen Dimensionierung die Mittenspannung U_M, unabhängig von der Größe der Betriebsspannung, stets gleich der halben Betriebsspannung ist. Da jedoch keine so großen Stromverstärkungswerte, besonders bei pnp-Transistoren, erreicht werden und auch die Basis-Emitter-Sättigungsspannungen nicht übereinstimmen, ergibt sich eine mehr oder weniger große Symmetrieverletzung des Mittenspannungspegels am Ausgang 12, die man durch Beschalten des Anschlusses 7 mit einem hochohmigen Widerstand gegen U_B oder 0 V in gewissen Grenzen kompensieren kann. Diese Kompensation wird aber höchstens bei Betriebsspannungen unter 6 V erforderlich sein.

3.3.4. Wärmeschutzschaltung

D8 ist ein als Z-Diode geschalteter Transistor. Er erzeugt eine Referenzspannung für den Transistor T8, wobei der negative Temperaturgang seiner U_{BE}-Strecke den positiven Temperaturgang von D8 kompensiert, so daß die am Emitter von T8 stehende Spannung weitgehend temperaturunabhängig ist. Durch den Spannungsteiler $R11$, $R12$ wird an T7 eine Basisspannung von 0,4 V eingestellt. Dadurch ist im Normalbetrieb T7 noch sicher gesperrt. Erwärmt sich der Schaltkreis, so sinkt die U_{BE}-Schwelle des T7, bis dieser bei etwa 130 °C Kristalltemperatur leitend wird und das Kollektorpotential der Treiberstufe kurzschließt. Infolgedessen wird die Ansteuerspannung unsymmetrisch begrenzt und sowohl die Ausgangsspannung als auch die Verlust-

leistung reduziert. Damit läßt sich eine Zerstörung durch thermische Überlastung verhindern.

3.4. Typische elektrische Eigenschaften

Die folgenden Angaben beziehen sich auf die Grundschaltung des Verstärkers mit Last gegen Masse (Bild 3.4).

3.4.1. Betriebsspannungsbereich

Der Schaltkreis kann im Betriebsspannungsbereich von 4 bis 20 V betrieben werden. Im Bereich zwischen 4 bis 6 V ist allerdings nur in der Schaltung mit Last gegen Pluspol der Betriebsspannung oder durch den schon erwähnten Kompensationswiderstand am Anschluß 7 die optimale Leistung zu erreichen.

3.4.2. Lastwiderstand, Ausgangsleistung

Die Ausgangsleistung wird, wie beim diskret aufgebauten Seriengegentaktverstärker, von Betriebsspannung, Lastwiderstand

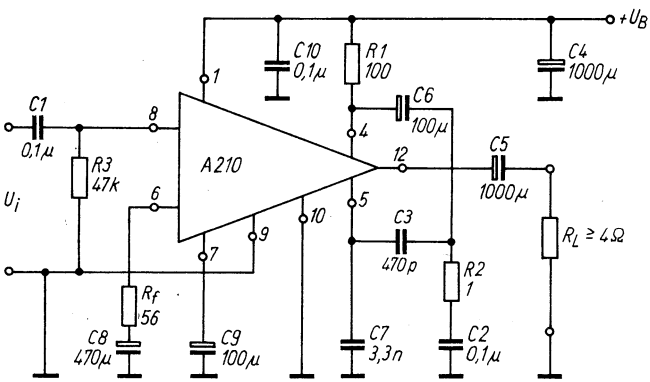


Bild 3.4 Grundschaltung des *A 210* mit Last gegen Masse

und Spitzenstrom der Endstufe festgelegt. Gl. (44) bis Gl. (46) gelten in diesem Fall aber nur mit grober Näherung, da der Wert U_V stark von Betriebsspannung und Lastwiderstand abhängig ist. Der Schaltkreishersteller gibt in seinen Datenblättern entsprechende Kurven $P_O = f(R_L)$ mit U_B als Parameter an.

3.4.3. Verlustleistung, Kühlung

Ohne Kühlkörper kann der Schaltkreis *A 210 D* eine Verlustleistung P_{tot} von etwa 1,3 W bis zu einer Umgebungstemperatur von 25 °C abführen. Das entspricht einem Wärmewiderstand R_{thja} von 95 k/W Größere Verlustleistungen müssen durch Anbringen eines Kühlblechs oder Kühlkörpers abgeführt werden. Der *A 210 K* hat einen aufgepreßten Aluminium-Kühlkörper und damit einen Gesamtwärmewiderstand R_{thja} von 25 K/W. Die zulässige Verlustleistung P_{tot} ist abhängig von Betriebsspannung, Lastwiderstand und Aussteuerungsgrad. Ihr größter Wert liegt bei 50 bis 60% der jeweils erreichbaren Maximalaussteuerung und ist aus den entsprechenden Kurven, z. B. $P_{tot} = f(R_L)$ der Schaltkreisdaten zu ersehen. Diese maximal zulässige Verlustleistung bezieht sich meist nur auf 25 °C. Für größere Umgebungstemperaturen, die ja oft auftreten, muß die Leistung reduziert werden. Steht kein Reduktionsdiagramm $P_{tot} = f(\vartheta_a)$ zur Verfügung, so kann man die zulässige Leistung nach folgendem Beispiel ermitteln.

Für den Schaltkreis *A 210 K* mit R_{thja} von 25 k/W soll bei einer maximalen Ausgangsleistung von 5 W, einem Lastwiderstand von 4 Ω und einer Betriebsspannung von 15 V die maximal zulässige Umgebungstemperatur ϑ_a bestimmt werden. Aus dem Datenblatt ist bei diesen Werten eine Verlustleistung P_{tot} von 3,5 W zu ersehen. Durch Umstellung von Gl. (6) erhält man

$$\vartheta_a = \vartheta_i - (R_{thja}\, P_{tot}); \tag{58}$$

mit den angegebenen Werten sind das

$$\vartheta_a = 150\ \text{K} - (25\ \text{K/W} \cdot 3{,}5\ \text{W}) = 62{,}5\ °\text{C}.$$

3.4.4. Eingangsspannung

Um die Übersteuerung des Vorverstärkers zu vermeiden, darf der Spitzenwert der Eingangsspannung 220 mV nicht übersteigen. Darüber hinaus gelten die auf den Kenndatenblättern angegebenen Grenzwerte.

3.4.5. Eingangswiderstand, Rauschoptimum

Der Verstärkereingang ist mit einem Ableitwiderstand $\leqq 220\ \text{k}\Omega$ gegen Masse abzuschließen. Da der eigentliche Eingangswiderstand des Verstärkers durch die angewendeten Gegenkopplungen sehr hochohmig ist, bestimmt der Wert des Ableitwiderstands den Eingang.

Das Rauschminimum des *A 210* liegt bei einem Generatorwiderstand von etwa 35 kΩ. Im Bereich von 20 bis 60 kΩ ist der Rauschfaktor typisch < 4 dB.

3.4.6. Verstärkung

Die Spannungsverstärkung kann durch den Widerstand R_f, der den Gegenkopplungsgrad unmittelbar beeinflußt, in weiten Grenzen eingestellt werden. Für die Verstärkung mit Gegenkopplung gilt mit genügender Genauigkeit

$$V'_\text{u} = \frac{R6 + R_\text{f}}{R_\text{f}} \approx \frac{R6}{R_\text{f}}, \tag{59}$$

wobei R6 der innere Gegenkopplungswiderstand von etwa 4 kΩ ist. Damit der Vorverstärker nicht übersteuert werden kann, sollte R_f 220 Ω bei U_B 12 V und 150 Ω bei U_B 16 V nicht übersteigen.

Es sei noch hinzugefügt, daß auch der Klirrfaktor, abgesehen vom Ansteigen an den Leistungsgrenzen, u. a. vom Wert des Verhältnisses $R6/R_\text{f}$ abhängig ist, also proportional mit der Gesamtverstärkung ansteigt.

3.4.7. Frequenzgang

Die untere Grenzfrequenz wird vom Eingangs-CR-Glied $C1$, $R3$, vom Ausgangs-CR-Glied $C5$, R_L, von der Bootstrapschaltung $R1 \cdot C6$ und vom Gegenkopplungsglied $R_f \cdot C8$ bestimmt. Meist legt man die Zeitkonstanten von Eingangs-Ausgangs- und Bootstrapschaltung so, daß die untere Grenzfrequenz vom Gegenkopplungsglied $R_f \cdot C8$ festgelegt wird

$$f_u = \frac{1}{2 \pi R_f C8}. \tag{60}$$

Der zwischen den Anschlüssen 12 und 5 liegende Kondensator $C3$ bestimmt die obere Grenzfrequenz des Verstärkers. Die erforderliche Kapazität dieses Kondensators ist außer von der oberen Grenzfrequenz von der Spannungsverstärkung der Treiber- und Endstufe sowie vom gewählten Gegenkopplungsgrad abhängig. Mit einer eingestellten Gesamtverstärkung von 40 dB ergibt z. B. $C3 = 470$ pF eine obere Grenzfrequenz von etwa 30 kHz. In den Datenblättern wird diese Abhängigkeit meist in Form entsprechender Kurven angegeben [$R_f = g(f)$]. Der Kondensator $C7$ unterdrückt Selbsterregung des Verstärkers (HF-Kompensation) und sollte etwa 5 × C3 gewählt werden. Beim Leiterplattenentwurf ist darauf zu achten, daß $C7$ und das *Boucherot*-Glied unmittelbar an die Endstufenmasse (Anschluß 10) gelegt werden. Bei der Berechnung der Zeitkonstante des Bootstrap-RC-Glieds $R1$, $C6$ ist zu beachten, daß parallel zu $R1$ ein innerer Widerstand ($R10$) von 250 Ω liegt.

3.4.8. Brummspannungsunterdrückung

Die Brummspannung am Verstärkerausgang hängt in erster Linie von der Welligkeit der Versorgungsspannung ab. Weitere Brummeinstreuungen können über einen zu hochohmigen oder schlecht geschirmten Verstärkereingang eingefangen werden. Durch Verstärkungsreduzierung mit dem Widerstand R_f wird die Brummspannung ebenfalls herabgesetzt. Die durch die Welligkeit der Betriebsspannung hervorgerufene Brummspannung läßt sich wirkungsvoll herabsetzen, indem man den Anschluß 7 mit einem entsprechend großen Elektrolytkondensator $C9$ gegen Eingangsmasse (Anschluß 9) beschaltet.

3.4.9. Klirrfaktor

Der Klirrfaktor ist vom Aussteuerungsgrad, von der Betriebsspannung, vom Lastwiderstand und von der Frequenz abhängig. Klirrfaktorkurven, z. B. $K = f(P_0)$ oder $K = f(f)$ werden in den Datenblättern der Schaltkreise meist angegeben.

3.5. Anwendungsbeispiele

3.5.1. Grundschaltung mit Last gegen Masse

Die in Bild 3.4 gezeigte Grundschaltung des *A 210* mit Last gegen Masse wird vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) auch als Standardmeßschaltung angegeben, auf die sich alle typischen elektrischen Kennwerte beziehen.
Wird der *A 210 K* eingesetzt, so läßt sich bei einer Betriebsspannung von 15 V eine Ausgangsleistung von 6 W an 4 Ω bei 10% Klirrfaktor erreichen. Die Spannungsverstärkung liegt zwischen 33 bis 40 dB. Beim Leiterplattenentwurf sind die Applikationshinweise, Abschnitt 3.6., unbedingt zu beachten.

3.5.2. Schaltung mit Last gegen Versorgungsspannung

In der sehr einfachen Schaltung nach Bild 3.5, die speziell für Batteriebetrieb und Betrieb bei niedriger Versorgungsspannung geeignet ist, liegt der Lautsprecher gegen den positiven Pol der Versorgungsspannung und ersetzt dadurch die Bootstrap-Beschaltung. Vorteilhaft ist die größere Ausgangsleistung bei kleineren Betriebsspannungen, nachteilig ist die geringe Brummspannungsunterdrückung bei ungenügend geglätteter Versorgungsspannung.

3.5.3. Stereoverstärker

Ein vollständiger Stereoverstärker mit 2 × *A 210 K* und aktivem Klangregelnetzwerk wird in Abschnitt 4. vorgestellt. Dieser Verstärker, der auch einkanalig aufgebaut werden kann, erreicht eine Musikleistung von 2 × 7 ... 8 W an 4-Ω-Lautsprechern.

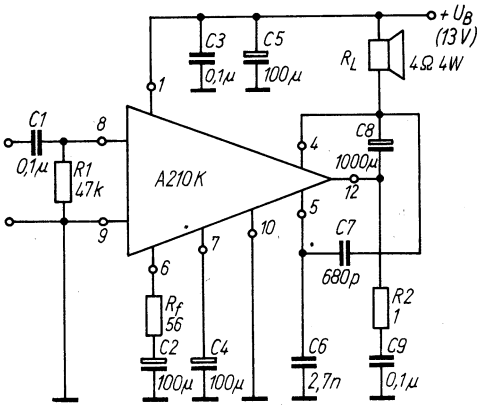


Bild 3.5 *A 210 K* als 4-W-Verstärker für Batteriebetrieb mit Last gegen $+U_B$

3.6. Applikationshinweise

Es sollen nun noch einige wichtige Anwendungshinweise aus den ausführlichen Datenblättern der Schaltkreishersteller aufgeführt werden, die sinngemäß auch für andere Typen gelten.

— Die Masseanschlüsse von Vor- und Endverstärker, z. B. 9 und 10, sind getrennt zu führen und dürfen erst am gemeinsamen Massepunkt des Siebelektrolytkondensators, z. B. im Netzteil, verbunden werden. Die Masseleitung des Endverstärkers sollte einen möglichst großen Querschnitt aufweisen.

— Die Leiterzüge sollen so ausgeführt werden, daß Betriebsspannung, Lautsprecheranschluß und Masseleitungen möglichst kurz sind und großen Querschnitt haben, d. h., daß die Zuleitungsinduktivität bis zum Betriebsspannungsüberbrükkungskondensator so gering wie möglich ist.

— Die Betriebsspannung U_B ist so dicht wie möglich am Schaltkreis mit einem Elektrolytkondensator großer Kapazität (z. B. 1000 µF) zu überbrücken. Als Masseanschluß für diesen Elektrolytkondensator wird der Masseanschluß des Endverstärkers (z. B. 10) genutzt.

— Alle Masseleitungen der externen Bauelemente des Vorver-

stärkers sind unmittelbar mit dem Masseanschluß des Vorverstärkers, alle der externen Bauelemente des Endverstärkers mit seinem Masseanschluß zu verbinden.
- Zur Vermeidung von Verkopplungen sollten Eingangs- und Ausgangsleitungen nicht nebeneinander geführt werden.
- Die maximale Ausgangsleistung wird nur bei kleinem Innenwiderstand der Betriebsspannungsquelle erreicht (Richtwert 50 mΩ für *A 210*).
- Die untere Grenzfrequenz des „Bootstrap"-*RC*-Glieds, zwischen den Anschlüssen 12 und 1, muß kleiner als die des *RC*-Glieds am Gegenkopplungsanschluß 6 sein.
- Bei den Ausführungen ohne Strom- oder Leistungsüberlastungssicherung bewirkt ein Kurzschluß am Ausgang 12 gegen Masse oder Betriebsspannung die Zerstörung des Schaltkreises.

3.7. Integrierte Verstärker größerer Leistung

Für hochwertige Stereoanlagen und Steuergeräte der oberen Preisklassen sind Ausgangsleistungen unter 10 W indiskutabel. Diese Anlagen müssen wenigstens 2 × 15 W Musikleistung abgeben können. Für PKW-Verstärkeranlagen, die auch bei der niedrigen Betriebsspannung von 12 V eine bestimmte Mindestleistung abgeben sollen, sind Schaltkreise erforderlich, die einen größeren Ausgangsstrom zulassen, um an 2-Ω-Lautsprechern höhere Ausgangsleistungen zu erzielen. Eine andere Möglichkeit zur Erhöhung der Ausgangsleistung ist die Brückenschaltung von 2 gleichartigen Verstärkern, die als Last einen gemeinsamen Lautsprecher betreiben. Mit dieser Schaltung, die erst durch die Leistungsintegration problemlos realisierbar geworden ist, können auch bei Betriebsspannungen um 12 V hohe Leistungen erzielt werden. Im Folgenden sollen einige Probleme moderner integrierter Leistungsverstärker, diese selbst und ihre Schaltungstechnik vorgestellt werden.

3.7.1. Gehäuse und Kühlkörper

Eine Erhöhung der Verlustleistung bei gleichbleibender Zuverlässigkeit der Leistungsverstärker ist in erster Linie ein

thermisches Problem – es gilt, die auf kleinstem Raum entstehende Verlustleistung schnell und mit geringen Wärmeübergangswiderständen abzuführen. Bei den ersten integrierten Leistungsverstärkern ging die Entwicklung vom DIL-Gehäuse aus, wobei die Verlustwärme entweder über die zum Teil verbreiterten Anschluß-Pin's zu einer vergrößerten Kupferfläche der Leiterplatte oder über 2 Kühlflügel zu einem externen Kühlkörper abgeleitet wurde. Eine sehr anwenderfreundliche und gute Lösung zur Wärmeableitung ist dem VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) mit seinem *A 210 K* gelungen. Dieser Aluminiumkühlkörper nimmt nicht sehr viel Raum ein und ermöglicht es, auch größere Bauelemente in unmittelbarer Nähe des Schaltkreises anzuordnen. Mit dem DIL-Gehäuse in der herkömmlichen Form war jedoch bei einer maximalen Verlustleistung von 5 W die Grenze erreicht. Den Durchbruch erzielte die italienische Halbleiterfirma SGS-ATES, die auf dem Gebiet der integrierten Leistungsverstärker schon seit 1969 führend ist und von der unter anderem auch die Typen *TBA 800*, *TBA 810* und *TDA 940* entwickelt wurden. Durch die Einlage eines Kupferblocks in ein DIL-Gehäuse und einem Zwischenstück, das das Gehäuse auch von unten umschließt, konnte der äußerst geringe Wärmewiderstand von 3 K/W zu einem guten Profilkühlkörper erzielt werden. Auf diese Weise war es möglich, schon 1973 den 12-W-Schaltkreis *TDA 2010* und 1974, die Krönung der damaligen Entwicklung, den *TDA 2020* mit 20 W Ausgangsleistung und 44 V zulässiger Betriebsspannung herauszubringen. Dieser Schaltkreis war zu diesem Zeitpunkt ein Spitzenprodukt und derart optimal ausgelegt, daß er viele Jahre den Weltstand auf diesem Gebiet bestimmte. Ausgehend vom TO-220-Plastikgehäuse mit Kupferlasche, entwickelte SGS-ATES das sogenannte „Pentawatt"-Gehäuse mit 5 Anschlüssen und einem Wärmewiderstand R_{thjc} von < 3 K/W. Dieses anwenderfreundliche Gehäuse ist sehr leicht an ein stehendes (oder liegendes) Kühlblech zu montieren, hat aber den Nachteil, daß infolge der nur 5 vorhandenen Anschlüsse, Beschaltungen, wie z. B. Bootstrap-Glied der Endstufe externe Brummkompensation, externe Frequenzgangkompensation und getrennte Masseleitung der Vorstufe entfallen müssen. Zur Vermeidung dieser Nachteile und auch, um mehr Funktionen realisieren zu können, folgten dem 5poligen Gehäuse die verbreiterten

11- und 15poligen *Multiwatt*-Gehäuse mit R_{thjc} 2 K/W, die vor allem für Dual-Verstärker (2 gleichartige Verstärker in einem Gehäuse) eingesetzt werden. Ein ähnliches Flachgehäuse mit 13 Anschlüssen (*SOT 141 B*) entwickelte die Firma *Valvo* für ihren Dual-Verstärker *TDA 1510*. Bei diesen neuentwickelten Gehäusen reicht zur Kühlung meist schon ein senkrecht stehendes Aluminiumblech. Um eine Verlustleistung von beispielsweise 8,7 W bis zu einer Umgebungstemperatur $\vartheta_u = 60$ °C von einem Leistungsverstärkergehäuse mit $R_{thjc} = 3$ K/W abzuführen, ist ein senkrechtstehendes Aluminium-Kühlblech (AL 99,5) mit einer einseitigen Fläche von 100 cm², 1,5 mm dick, ausreichend. Die bei einer bestimmten Betriebsspannung und Belastung in einem Schaltkreis auftretende, gesamte Verlustleistung $P_{v\,max}$ kann mit folgender Näherung bestimmt werden:

$$P_{v\,max} \approx \frac{U_B^2}{2\,\pi^2\,R_L} + \left(1 - 0{,}7\,\frac{I_{RE}}{I_{S0}}\right) I_{PO}\,U_B; \qquad (61)$$

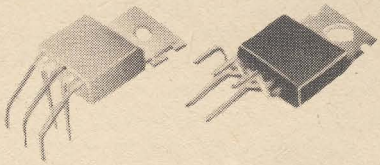
$P_{v\,max}$ — maximale Verlustleistung an der integrierten Schaltung bei Sinusaussteuerung, I_{RE} — Ruhestrom durch die Endtransistoren, I_{S0} — Gesamtruhestrom der integrierten Schaltung.
Die Schaltkreisgehäuse sind aus Kunststoff, wobei die metallische Kühlfläche meist mit dem Substrat, d. h. dem elektrisch negativsten Punkt der integrierten Schaltung verbunden ist. Die elektrische Verbindung zum Minuspol der Schaltung soll jedoch immer über den entsprechenden Bauelementeanschluß vorgenommen werden. Bild 3.6 zeigt einige von SGS-ATES entwickelte IS-Leistungsgehäusebauformen.

3.7.2. Schutzschaltungen

IS-Leistungsverstärker werden bei beachtlichen Ausgangsleistungen und bedingt durch die kleinen Gehäusebauformen nur wenig unterhalb der zulässigen Grenzwerte betrieben. Das setzt die Zuverlässigkeit stark herab. Durch die Integrationstechnik ist es aber möglich geworden, die unterschiedlichsten Schutzschaltungen ins Chip zu integrieren. Damit können die Bauelemente gegen thermische Überlastung, Überstrom, Überspannung und anderes geschützt werden. Die am häufigsten angewendete und schon unter Abschnitt 3.3.4. beschriebene

P004
$R_{th\ j-c}$
a) <13 K/W
b) <3 K/W
1969/73

FIN-DIP
$R_{th\ j-c}$
<10 K/W
1971



PENTAWATT
$R_{th\ j-c}$
<3 K/W
1975

POWERDIP
$R_{th\ j-c}$
<13 K/W
1977

MULTIWATT
$R_{th\ j-c}$
≤ 2 K/W
1979

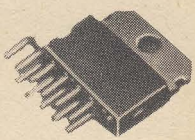


Bild 3.6 Einige IS-Leistungsgehäusebauformen von SGS-ATES

thermische Schutzschaltung (thermal protektion circuit) wird heute in alle Leistungsverstärker integriert. Dabei kann an Stelle der temperaturabhängigen Amplitudenbegrenzung auch eine lineare Amplitudenabregelung im Vorverstärker vorgenommen werden, so daß der Einsatz der Schutzschaltung kaum bemerkt wird [11]. Die Überstrombegrenzung oder der Kurz-

schlußschutz läßt sich auf zweierlei Arten lösen. Beim einfachen *Wechselstromkurzschlußschutz* (AC-Short Circuit Protektion) wird der Ausgangswechselstrom der Endtransistoren über kleine Widerstände in den Emitterleitungen überwacht und bei Erreichen des Maximalwertes begrenzt. Diese Schaltung wurde oft in diskreten eisenlosen Verstärkern eingesetzt (s. auch Bild 5.1). Dieser Kurzschlußschutz ist aber bei Verstärkern mit symmetrischen Versorgungsspannungen oder bei Lautsprecheranschluß ohne Koppelkondensator bei einem auftretenden Ausgangskurzschluß fast unwirksam, da sich dabei die Arbeitspunkte des Verstärkers stark verschieben. Für diese Fälle muß ein *Gleichstromkurzschlußschutz* (DC-Short Circuit Protektion) den Verstärkerausgang vor Überströmen schützen. In einigen Fällen ist die letztgenannte Schutzschaltung so ausgelegt, daß sie gleichzeitig die über dem jeweiligen Endtransistor anliegende U_{CE}-Spannung mit erfaßt und den Strom so begrenzt, daß auch außerhalb des normalen Betriebes der sichere Arbeitsbereich der Endtransistoren nicht überschritten wird. Diese leistungsabhängige Strombegrenzung, auch *SOAR-Schutzschaltung* (d. h. Save Operating Area) genannt, schützt die Endstufen auch bei Betrieb an komplexen Lasten, wenn z. B. durch den kapazitiv angekoppelten Lautsprecher die Phasenverschiebung zwischen Ausgangsstrom und Ausgangsspannung bei niedrigen Frequenzen so groß wird, daß dann bei hohen Kollektor-Emitter-Spannungen gleichzeitig große Kollektorströme fließen. Mit SOAR-Schutzschaltungen sind unter anderem die Schaltkreise *TCA 940*, *TDA 2010*, *TDA 2020*, *TDA 2030*, *A 2030* und *TDA 1510* ausgerüstet (s. auch Tabelle 3.1). Besonders bei Kfz-Bordnetzen können kurzzeitige Überspannungsspitzen auftreten, die die Endtransistoren der dort eingesetzten IS-Leistungsverstärker zerstören. Um dieses zu vermeiden, wird eine *Überspannungsschutzschaltung* (Dump Protektion) integriert, die den Effekt ausnutzt, daß die Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung eines Transistors bei niederohmiger Verbindung zwischen Basis und Emitter den doppelten bis dreifachen Wert gegenüber dem Betrieb mit hochohmiger Basis hat. Realisiert wird diese Schutzschaltung durch eine Z-Diode entsprechend hoher Sperrspannung und einem nachgeschalteten Transistor, der bei Stromfluß durch die Z-Diode mit seiner Kollektor-Emitter-Strecke die Basis-Emitter-Strecke des zu schützenden Transistors kurzschließt.

Tabelle 3.1 Daten integrierter Leistungsverstärker (Auswahl)

Typ	U_B ($U_{B\,max}$)	Absolute Grenzdaten $\hat{I}_O$	U_{St}	I_{St}	P_{tot}	bei ϑ_G	R_{thja}	R_{thjc}	$P_{O\,max}$ bei (K = 10 %)	U_B u. R_L	P_O (k 0,5 ... 1 %)	bei U_B und R_L
	in V	in A	in V	in A	in W	in °C	in K/W	in K/W	in W		in W	
TBA 810 S	20		—	3,5	1	80	70	12	7	16 V, 4 Ω	4	14,4 V, 4 Ω
TBA 810 AS	20	2,5	—	3,5	5	100	80	10	7	16 V, 4 Ω	4	14,4 V, 4 Ω
TBA 810 ACB	20	3,0	40	4,0	5	100	80	10	6	14,4 V, 4 Ω	4	14,4 V, 4 Ω
A 210 D	20	2,5	—	3,5	1,3	25	95	15	2	9 V, 4 Ω	3	15 V, 8 Ω
A 210 K	20			3,5	5,0	25	25	—	6	16 V, 4 Ω	4,5	15 V, 4 Ω
TCA 940 (N)	(28), 24	3,0	—	3,5	8,0	70	80	10	10	20 V, 4 Ω	5,5	18 V, 4 Ω
TDA 1910	30	3,0	—	3,5	20,0	90	—	<3	17	24 V, 4 Ω	12	24 V, 4 Ω
TDA 2002 H, V	(28), 18	3,5	40	4,5	15,0	90	—	3	8	14,4 V, 2 Ω	6	14,4 V, 2 Ω
TDA 2003 H, V		3,5	40	4,5	20,0	90	—	3	10	14,4 V, 2 Ω	4,5	14,4 V, 4 Ω
TDA 2004*)	(28), 18	3,5	40	4,5	30,0	60	—	3	2 × 10	14,4 V, 2 Ω	2 × 4	14,4 V, 4 Ω
TDA 2005*)		3,5	40	4,5	30,0	60	—	3	20**)	14,4 V, 4 Ω	15**)	14,4 V, 4 Ω
TDA 2010	±18	3,5	—	—	18,0	95	—	<3	15	±14 V, 4 Ω	12	±14 V, 4 Ω
TDA 2020	±22	3,5	—	—	25,0	75	—	<3	24	±17 V, 4 Ω	18	±17 V, 4 Ω
A 2030 H, V	±18	3,5	—	—	20,0	90	—	3	18	±14 V, 4 Ω	14	±14 V, 4 Ω
TDA 2030 H, V	±18	3,5	—	—	20,0	90	—	3	18	±14 V, 4 Ω	14	±14 V, 4 Ω
TDA 2040 V	±20	4,0	—	—	25,0	75	—	3	28	±16 V, 4 Ω	20	±16 V, 4 Ω
TDA 1010	24	3,0	—	5,0	6	80	60	12	9	14,4 V, 2 Ω	4,5	14,4 V, 4 Ω
TDA 1011	24	3,0	—	5,0	6	80	60	12	4,2	12 V, 4 Ω	3,5	16 V, 4 Ω
TDA 1020	28	4,0	45	6,0	7	100	—	8	7,0	14,4 V, 4 Ω	9,5	14,4 V, 2 Ω
TDA 2611 A	35	1,5	—	3,0	6	80	60	12	4,5	18 V, 8 Ω	3,0	18 V, 8 Ω

Typ	U_B ($U_{B\,max}$)	Absolute Grenzdaten $\hat{I}_O$	U_{St}	I_{St}	P_{tot}	bei ϑ_G	R_{thja}	R_{thjc}	P_{Omax} bei (K = 10 %)	U_B u. R_L	P_O (K 0,5 ... 1 %)	bei U_B und R_L
	in V	in A	in V	in A	in W	in °C	in K/W	in K/W	in W		in W	
TDA 1510*)	(28), 18	4,0	45	6,0	15,0	90	—	4	24**)	14,4 V, 4 Ω	2 × 5,5	14,4 V, 4 Ω
TDA 1512	35	3,2	—	5,0	15,0	90	—	4	25	32 V, 4 Ω	13	25 V, 4 Ω
TDA 2870	20	3,5	40	5,0	15,0	90	—	4	6	14,4 V, 4 Ω	3	14,4 V, 4 Ω
TDA 3000	32	3,5	—	5,0	15,0	90	—	4	15	24 V, 4 Ω	12	24 V, 4 Ω
TDA 4920*)	18	2,0	—	2,5	5,4	85	70	12	6**)	9 V, 4 Ω	5**)	9 V, 4 Ω
TDA 4925*)	25	2,0	36	2,5	5,4	85	70	12	10**)	14 V, 8 Ω	2 × 4,3	14,4 V, 4 Ω

Typ	Funktionsbereich in V	I_{SO} in mA	$V_{u\,off}$ in dB	Bandbreite (– 3 dB)	Schutzschaltungen Besonderheiten	Gehäuse	Hersteller
TBA 810 S	4 ... 20	20	80	40 Hz ... 20 kHz	1)	P 001-H	SGS, Sie., Telef.
TBA 810 AS	4 ... 20	20	80	40 Hz ... 20 kHz	1)	P 001-I	TESLA, Tungsr.
TBA 810 ACB	4 ... 20	20	80	40 Hz ... 20 kHz	1)2)4)6)	P 001-I	SGS
A 210 D	4 ... 20	25	72	40 Hz' ... 20 kHz	1)	DIL-Plast	VEB HFO
A 210 K	4 ... 20	25	72	40 Hz ... 20 kHz	1)	aufgepr. Kühlk.	VEB HFO
TCA 940 (N)	6 ... 28	42	75	40 Hz ... 20 kHz	1)3)	P 001-I	SGS, Telef. (VRP)
TDA 1910	8 ... 30	35	75	10 Hz ... 120 kHz	1)a)b)	„Multiwatt 11“	SGS
TDA 2002 H, V	8 ... 18	80	80	40 Hz ... 15 kHz	1)2)4)5)6)	„Pentawatt“	SGS, Telef.
TDA 2003 H, V	8 ... 18	50	80	40 Hz ... 15 kHz	1)3)4)5)6)8)	(TO-220/5)	SGS, Telef., Sie.
TDA 2004*)	8 ... 18	120	90	35 Hz ... 15 kHz	1)2)3)4)5)6)8)c)	„Multiwatt 11“	SGS
TDA 2005*)	8 ... 18	150	90	50 Hz ... 15 kHz	1)2a)3)4)5)6)7)8)		SGS
TDA 2010	±5 ... ±18	45	100	10 Hz ... 160 kHz	1)3)	P 004-0 bzw.	SGS TESLA
TDA 2020	±5 ... ±22	60	100	10 Hz ... 160 kHz	1)3)	C-0058	UdSSR, VRP,
A 2030 H, V	±6 ... ±18	60	80	10 Hz ... 140 kHz	1)3)	TO-220/5,	VEB HFO
TDA 2030 H, V	±6 ... ±18	60	80	10 Hz ... 140 kHz	1)3)	„Pentawatt“	SGS, Telef., Sie.
TDA 2040 V	±2,5 ... ±20	100	80	10 Hz ... 140 kHz	1)3)	„Pentawatt“	SGS
TDA 1010	6 ... 24	31	54	80 Hz ... 15 kHz	1)2)c)	SOT 110 A	Valvo
TDA 1011	3,6 ... 24	22	52	60 Hz ... 15 kHz	1)2)c)	SOT 110 A	Valvo
TDA 1020	6 ... 18	30	48	40 Hz ... 15 kHz	1)2)3)4)c)	SOT 110 B	Valvo
TDA 2611 A	6 ... 35	25	74	60 Hz ... 15 kHz	1)	SOT 110 A	Valvo
TDA 1510*)	6 ... 18	150	75	20 Hz ... 20 kHz	1)2)3)4)7)c)	SOT 141 B	Valvo
TDA 1512	15 ... 35	65	74	20 Hz ... 20 kHz	1)2)	SOT 131 B	Valvo
TDA 2870	5 ... 18	60	80	50 Hz ... 20 kHz	1)2)4)	TO-220/7	Sie.
TDA 3000	9 ... 32	60	80	50 Hz ... 20 kHz	1)2)	TO-220/7	Sie.
TDA 4920*)	3,5 ... 13,5	15	40	40 Hz ... 50 kHz	1)3)b)	SIP 9	Sie.
TDA 4925*)	3,5 ... 17	20	40	40 Hz ... 50 kHz	1)3)b)	SIP 9	Sie.

Fortsetzung der Tabelle 3.1

$\widehat{I_O}$ — Ausgangsstrom, periodischer Scheitelwert
I_{St} — Ausgangsspitzenstrom, nicht periodisch
U_B — Betriebsspannung (Wert in Klammer = $U_{B\,max}$ kurzzeitig, ohne Eingangssignal
U_{St} — Kurzzeitige Betriebsspitzenspannung (maximal 50 ms)
ϑ_G — Temperatur der Gehäuse-Montagefläche
R_{thja} — Wärmewiderstand ohne zusätzlichen Kühlkörper (ϑ_u 25 °C)
R_{thjc} — R_{thG} = Wärmewiderstand zwischen Kristall und Montagefläche
P_O — Ausgangsleistung (Sinusaussteuerung)
I_{SO} — Gesamtruhestrom (Maximalwert)
$V_{u\,off}$ — Leerlaufspannungsverstärkung
*) — Zweifachverstärker (Dualverstärker)
**) — In Brückenschaltung
1) — Thermische Schutzschaltung
2) — AC-Kurzschlußschutz gegen Masse
2a) — DC- und AC-Kurzschlußschutz
3) — SOAR-Schutz
4) — Überspannungsschutz
5) — Schutz gegen zufällig fehlende Masseverbindung
6) — Schutz gegen Verpolung der Betriebsspannung
7) — Lautsprecherschutz
8) — Endstufe mit integrierten Schutzdioden
a) — Muting (Stummschaltung)
b) — niedrige Ein-Ausschalt-Geräusche
c) — Bereitschaftsschaltung

Hersteller:

SGS = SGS-ATES-Italien
Sie. = Siemens, BRD
HFO = VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, DDR
Telef. = Telefunken, BRD
VRP = Unitra-CEMI (VRP)
Tungsr. = Tungsram, UVR
TESLA = TESLA Rožnov, ČSSR
Valvo = Valvo, BRD
UdSSR = Elektronorgtechnika, Moskva, UdSSR

Dieser Überspannungsschutz kann aber eine induktive Schaltspitze, wie sie bei induktiver Belastung des Ausgangs, z. B. mit Motoren auftritt, nicht ableiten. In einem solchen Fall sind entweder externe Schutzdioden zwischen Ausgang und Betriebsspannung zu schalten, oder diese Dioden werden gleich mit integriert. Mit Überspannungsschutzschaltungen, die in der Regel für Spannungsimpulse von 40 ... 45 V, bei einer maximalen Impulsbreite von 50 ms ausgelegt sind, wurden unter anderem die Schaltkreise *TBA 810 ACB*, *TDA 2002*, *TDA 2003*, *TDA 1020* und *TDA 1510* ausgerüstet. Integierte Schutzdioden enthalten die Schaltkreise *TDA 2003*, *TDA 2004* und *TDA 2005*.
In der im folgenden noch beschriebenen Verstärkerbrückenschaltung ist der Lautsprecher zwischen den Ausgängen zweier Verstärker direkt angeschlossen. Der Kurzschluß eines Verstärkerausgangs nach Masse oder Betriebsspannung kann zur Zerstörung des Lautsprechers durch thermische Überlastung führen. Eine für diese Fälle integrierte *Lautsprecherschutzschaltung* (loudspeaker protektion) bewirkt, daß bei Gleichstrompegelverschiebung eines Ausgangs der andere Verstärkerausgang in gleicher Richtung mit verschoben wird und dadurch keine unzulässig hohe Gleichspannung über dem Lautsprecher auftreten kann. Mit Lautsprecherschutzschaltungen sind die Dual-Verstärker *TDA 2005* und *TDA 1510* versehen. Außerdem gibt es noch Schutzschaltungen gegen *Falschpolung* der Versorgungsspannung und gegen zufällig *fehlende Masseverbindung*, wobei diese Fehler in der Regel nur bei Erstinbetriebnahme oder bei Reparaturen auftreten können.

3.7.3. Schaltungsbesonderheiten

Störend und unangenehm machten sich bei den direkt angeschlossenen Lautsprechern an diskreten und integrierten Leistungsverstärkern in den Anfangsjahren dieser Technik Knack- und Schaltgeräusche beim Ein- und Ausschalten der Betriebsspannung bemerkbar. Diese werden durch impulsartige Spannungsänderungen an der Endstufe hervorgerufen. Sie wirken nicht nur störend, sondern können auch zur Beschädigung des angeschlossenen Lautsprechers führen.
Zur Unterdrückung dieser Spannungsimpulse, die ihre Ursache

in unterschiedlichen Betriebsspannungsanstiegszeiten von Vor- und Endverstärker haben, wurden in hochwertigen Anlagen die Lautsprecher über Relais verzögert an die Endstufe geschaltet. Bei modernen integrierten Leistungsverstärkern sind durch geeignete Schaltungsmaßnahmen, die im englischen Sprachgebrauch mit „soft-switch-ON-OFF" und „Anticlick" bezeichnet werden, diese Betriebsspannungsschaltimpulse unterdrückt. Eine Schaltungsmöglichkeit besteht z. B. darin, daß die internen Stromgeneratoren von einer Vorspannung gesteuert werden, so daß der Ausgangsspannungspegel mit der Vorspannung langsam ansteigt. Einige Schaltkreise sind mit *Stummschaltung* (Muting) ausgerüstet. Diese Schaltung wird z. B. beim Abstimmen der vorgeschalteten Rundfunk- oder Fernsehempfangsteile zur Unterdrückung störender Abstimmgeräusche benutzt. Realisiert wird die Muting-Funktion durch starke Verkleinerung des Eingangswiderstandes des Schaltkreises von z. B. 200 kΩ auf 10 Ω mit einer Schaltspannung. Eine Reihe integrierter Leistungsverstärker, besonders die *Valvo*-Typen, haben einen *Bereitschaftsschalteingang* (Stand-by-Betrieb). In dieser Betriebsart nimmt der Verstärker nur einen sehr geringen Strom auf (< 2 mA). Wie schon unter Abschnitt 3.4.8. hingewiesen wurde, ist eine ausreichende *Brumm- und Störspannungsunterdrückung* der Vorstufenbetriebsspannung für einen guten NV-Verstärker sehr wichtig. Um mit nur kleinen externen Siebkondensatoren auszukommen, wurden elektronische Siebschaltungen entwickelt, deren wesentlichstes Bauelement eine als Stromquelle wirkende Transistorschaltung ist. Für IS-Leistungsverstärker mit wenigen Anschlüssen (TO-220/5-Gehäusen) mußte auf die Beschaltung mit einem externen Siebkondensator verzichtet werden. Dort erhält der Koppelkondensator im Gegenkopplungskreis so große Werte, daß auf diese Weise die erforderliche Brummunterdrückung erreicht wird.

Im allgemeinen ist das *Eigenrauschen* des NF-Verstärkers so klein, daß es auch bei leisen Musikstellen oder Pausen nicht wahrgenommen werden kann. Das Rauschen wird im wesentlichen durch die Eingangsstufe hervorgerufen und kann durch geeigneten Aufbau dieser Stufe sehr niedrig gehalten werden. Zum Beispiel sind Differenzeingangsstufen im Rauschen ungünstiger als ein Einzeltransistor. Schaltkreise mit besonders niedrigem Eigenrauschen werden mit Low-Noise-IS bezeichnet. So hat

beispielsweise der *TDA 1910* bei einem Quellwiderstand $Rg = 10\ k\Omega$ ein Signal/Rausch-Verhältnis von 100 dB ($\triangleq$ 100 000 :1)!

Ein weiterer wichtiger Faktor ist bei integrierten NF-Leistungsverstärkern die Stabilität gegen *Selbsterregung*. Vor allem bei starken Gegenkopplungen können die Verstärker leicht ins Schwingen geraten. Da bei einigen Schaltungen infolge der wenigen Anschlüsse eine externe Selbsterregungskompensation nicht möglich war, wurden zur Stabilitätsverbesserung kleine Kapazitäten in die Schaltung integriert, die intern die Schleifenverstärkung bei höheren Frequenzen herabsetzen.

Eine weitere interessante Besonderheit unterschiedlicher Schaltkreistypen wird mit „Soft Clipping" d. h. *oberwellenarmes Übersteuerungsverhalten*, bezeichnet. Wenn ein breitbandiger, stark gegengekoppelter Leistungsverstärker hoher Leerlaufverstärkung übersteuert wird, so treten durch die steilen Flanken der dann trapezartigen Impulse Oberwellen auf, die weit in den AM-Rundfunkbereich hinein, Störungen verursachen. Diese unangenehme Eigenschaft kann schaltungstechnisch durch Verschleifen der bei der Begrenzung auftretenden Impulskanten, d. h. durch abgerundete, weiche Impulskanten vermieden werden.

Niedrige Sättigungsspannungen der Endverstärker (Low Saturation Voltage) bedeutet große Aussteuerbarkeit, guten Wirkungsgrad und ist besonders bei niedrigen Betriebsspannungen wichtig. Eine Möglichkeit dazu ist die schon mehrfach erwähnte Bootstrap-Schaltung des Endverstärkers.

3.7.4. Erhöhung des Ausgangsstroms

Um bei niedrigen Betriebsspannungen noch vertretbare Ausgangsleistungen zu erhalten, muß entweder der Lautsprecherwiderstand verkleinert oder der Lautsprecher durch zwei Verstärker in Brückenschaltung betrieben werden. In beiden Fällen ist ein großer Ausgangsstrom der integrierten Leistungsverstärker erforderlich. Durch Einführung der „H-Emitter-Struktur", bei der viele gleichartige, kleine Einzeltransistoren zu einem Leistungstransistor parallelgeschaltet werden, konnte der Ausgangsspitzenstrom auf 3,5 ... 4 A erhöht werden. Damit wurde es möglich, auch mit einem einzelnen integrierten

Leistungsverstärker bei 13 V Betriebsspannung an einem 1,6 Ω-Lautsprecher noch eine Ausgangsleistung von 9 W zu erreichen. Bei diesen niedrigen Lastwiderständen ergeben sich als Nachteile die Erhöhung des Klirrfaktors und der erforderliche, größere Koppelkondensator. Außerdem darf die Lautsprecherleitung nur einen sehr kleinen Widerstand haben, da sonst ein beachtlicher Leistungsverlust eintreten kann. Alle diese Nachteile treten bei der im folgenden beschriebenen Brückenschaltung nicht mehr auf.

3.7.5. Brückenschaltung

Integrierte Leistungsverstärker mit Differenzeingang oder allgemein mit Eingängen entgegengesetzter Phasenlage können wie ein Operationsverstärker behandelt und relativ problemlos invers oder nichtinvers angesteuert werden. Diese Voraussetzung muß bei einer Brückenschaltung, die aus 2 gleichartigen, gegenphasig angesteuerten Einzelverstärkern besteht, gegeben sein. Dabei liegen beide Verstärkerausgänge ohne Koppelkondensator an einem gemeinsamen Lastwiderstand (Lautsprecher). Im Gegensatz zum einfachen Seriengegentaktausgang erhält man mit der Brückenschaltung die doppelte Wechselspannung am Lastwiderstand. Da die Spannung quadratisch in die Leistung eingeht, entspricht das einem Einzelverstärker gegenüber etwa die 4fache Ausgangsleistung. Bei gleichem Lastwiderstand verdoppelt sich dann auch der Ausgangsstrom. Zulässiger Ausgangsstrom und Betriebsspannung begrenzen deshalb beim Brückenverstärker die erreichbare Ausgangsleistung. Die maximale Ausgangswechselspannung ist nur um den Betrag der 2 Endstufensättigungsspannungen kleiner als die Betriebsspannung

$$\hat{U}_0 \approx U_B - 2\,U_{CEsat}, \tag{62}$$

damit wird der Spitzenstrom der Endstufen

$$\hat{I}_{C\,END} \approx \frac{U_B - 2\,U_{CEsat}}{R_L} \tag{63}$$

und die erreichbare Ausgangsleistung

$$P_{o\,max} \approx \frac{(U_B - 2\,U_{CEsat})^2}{2\,R_L}\,; \tag{64}$$

$\widehat{U}_o$ — Ausgangsspitzenspannung (Scheitelwert) bis vor dem Einsatz der Begrenzung, $\widehat{I}_{C\,END}$ — Ausgangsspitzenstrom (Scheitelwert) bis vor dem Einsatz der Begrenzung, U_{CEsat} — Sättigungsspannung der Ausgangstransistoren, ≈ 2 V je Schaltkreis. Da der zulässige Spitzenstrom nicht überschritten werden darf, ergibt sich der minimale Lastwiderstand zu

$$R_{L\,min} = \frac{U_B - 2\,U_{CEsat}}{\widehat{I}_{C\,END}}\,; \tag{65}$$

Bild 3.7 zeigt das Schaltungsprinzip von NF-Verstärkern in Brückenschaltung. Die Eingangsspannung liegt über den Koppelkondensator $C1$ am nichtinvertierenden (+) Eingang des Verstärkers V1. Durch die Rückführung der Ausgangsspannung über den Gegenkopplungswiderstand $R5$, entsteht am invertierenden (−) Eingang des V1 eine Spannung, die im Übertragungsbereich nach Amplitude und Phasenlage der Spannung am (+)-Eingang entspricht. Diese wird über das RC-Glied $R6$, $C4$ dem (−)-Eingang des Verstärkers V2 zugeführt. Der (+)-Eingang des V2 liegt über $C3$ wechselstrommäßig an Masse. Die Reihenschaltung $R5$, $R6$, $C4$ bildet das Gegenkopplungsglied des Verstärkers V1, die Reihenschaltung $R7$, $C4$, $R6$ das des Verstärkers V2.

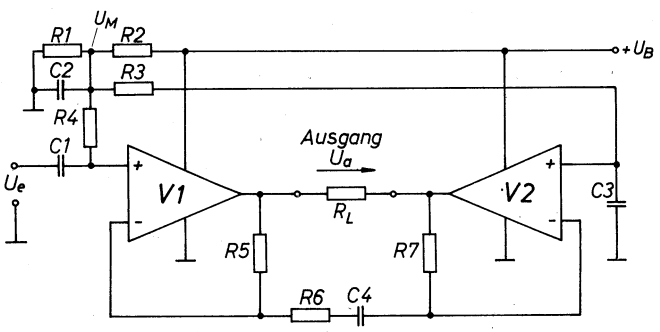


Bild 3.7 Prinzipschaltung einer NF-Verstärker-Brückenanordnung an unsymmetrischer Betriebsspannung

Bei unsymmetrischer Versorgungsspannung muß die Mittenspannung, soweit sie nicht durch einen integrierten Spannungsteiler festgelegt wird, extern gewonnen werden. Das geschieht in der Schaltung entsprechend Bild 3.7 durch den Spannungsteiler $R1$, $R2$. Die auf diese Weise gewonnene Mittenspannung U_M wird über die Widerstände $R3$ bzw. $R4$ den (+)-Eingängen der Verstärker zugeführt. Da die Gleichspannungsverstärkung beider Verstärker 1 ist, hat die Ausgangsspannung an beiden Ausgängen den Wert U_M. Diese sehr oft, in mehr oder weniger abgewandelter Form, angewendete Serienansteuerung ist sehr billig, hat aber den Nachteil, daß der Verstärker V2 mit den bereits mehr oder weniger stark verzerrten Signalen des Verstärkers V1 angesteuert wird und deshalb ein etwas größerer Klirrfaktor als bei einer Parallelansteuerung beider Eingänge auftritt. Für eine Parallelansteuerung sind 2 Gegenkopplungsnetzwerke $R5$, $R6$, $C4$ erforderlich.

Bild 3.8 zeigt eine praktisch realisierte Brückenschaltung nach [11] mit dem *Valvo*-Dualverstärker *TDA 1510*. Dieser Spitzen-

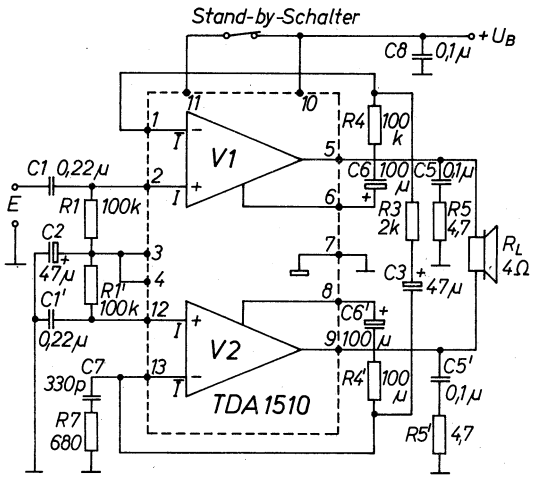


Bild 3.8 Einkanaliger Leistungsverstärker in Brückenanordnung für 24-W-Ausgangsleistung mit dem Schaltkreis *TDA 1510* nach [11]

verstärker kann auch für 2 gleichartige Stereokanäle verwendet werden. Er ist vollständig geschützt und enthält zusätzlich noch eine integrierte Lautsprecherschutzschaltung. In der angegebenen Brückenschaltung wird bei einer Betriebsspannung von 14,4 V mit einem 4-Ω-Lautsprecher eine Leistung von 24 W bei 10% Gesamtklirrfaktor erreicht (bei 0,5% Gesamtklirrfaktor eine Ausgangsleistung von 18 W an 4 Ω!). Die Spannungsverstärkung V_U ist auf 100, $\triangleq$ 40 dB festgelegt, der 3-dB-Frequenzbereich beträgt 20 Hz ... 100 kHz, die Eingangsspannung bei 1-W-Ausgangsleistung 20 mV und der Eingangswiderstand 100 kΩ. Die Brummunterdrückung bei 100 Hz ist $>$ 50 dB und die Ausgangsrauschspannung bei einem Eingangswiderstand $Rg = 10\,k\Omega < 0{,}4$ mV. Wird ein Verstärkerausgang nach Masse kurzgeschlossen, so beträgt die maximale Gleichspannung zwischen den Verstärkerausgängen 1 V (Lautsprecherschutz). Die Lautsprecherschutzschaltung wird durch Verbinden der Anschlüsse 3 und 4 aktiviert.
Die gesamte Brückenschaltung arbeitet nach dem oben beschriebenen Prinzip der Serienausteuerung. Der Kühlkörper muß in dieser Schaltung bei einer maximalen Umgebungstemperatur von 65 °C einen Wärmewiderstand von $\leq$ 4 K/W haben (maximale Sinus-Dauerleistung von 10,5 W angenommen).

3.7.6. Moderne integrierte Leistungsverstärker und ihre Schaltungstechnik

Als erstes soll der schon mehrfach erwähnte *TDA 2020* vorgestellt werden, den die ČSSR als *MDA 2020*, die VRP als *UL 1420* und die UdSSR als *K 174 UN 11* fertigen. Mit seinen Grenzwerten — maximale Betriebsspannung 44 V, bei einem Spitzenstrom von 3,5 A — bringt er trotz seines relativ kleinen Gehäuses die Leistung einer mit diskreten Siliziumleistungstransistoren aufgebauten Endstufe. Die besonders große Zuverlässigkeit dieses integrierten Leistungsverstärkers wird vor allem durch die thermische und die damals erstmals eingesetzte SOAR-Schutzschaltung bewirkt. Bild 3.9 zeigt die Innenschaltung. Die Anschlüsse 7 und 8 sind, ähnlich wie bei einem Operationsverstärker, die negierten und unnegierten Eingänge, die an den Basisanschlüssen einer symmetrischen Differenzverstärkerstufe

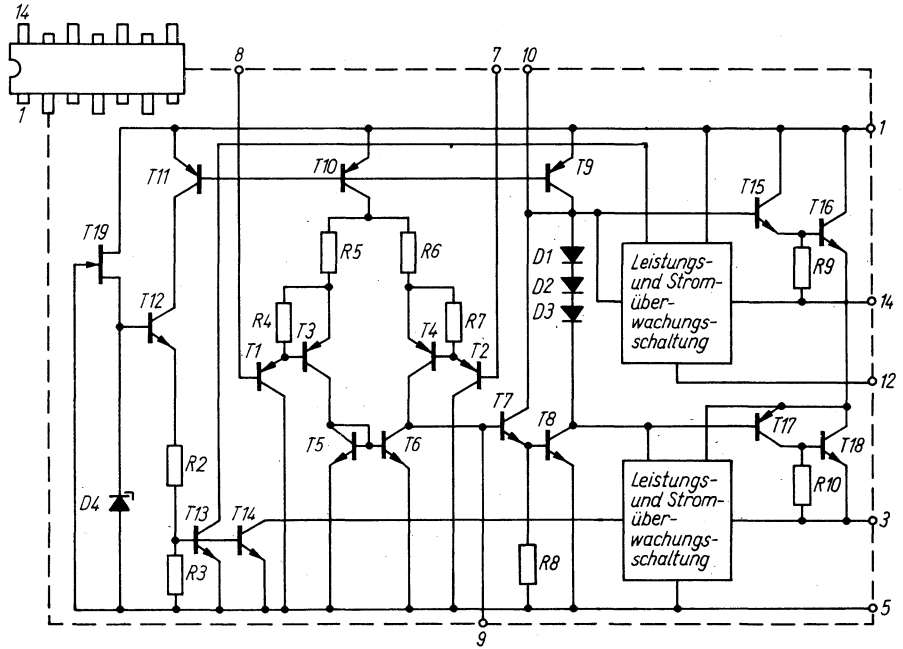


Bild 3.9
Innenschaltung und Belegung der integrierten Leistungsverstärker *TDA 2010* und *TDA 2020* von SGS-ATES

liegen (T1 ... T4). Die Eingangstransistoren T1 und T2 arbeiten innerhalb dieser Stufe zur Erhöhung des Eingangswiderstands als Emitterfolger. Die Transistoren T5 und T6 sind als Stromspiegel geschaltet und bilden eine aktive Last für die den Eingangstransistoren nachgeschalteten Stufen T3, T4. Der Emitterwiderstand dieses Differenzverstärkers wird durch die Stromquelle T10 gebildet. Dieser Transistor ist Teil einer weiteren Stromspiegelschaltung, bestehend aus den Transistoren T9, T10, T11, T12, der Z-Diode D4 und dem ebenfalls als aktiven Arbeitswiderstand wirkenden FET T19. Die drei letztgenannten Bauelemente bilden eine sehr hochkonstante Stromquellenschaltung, von der die Ströme durch T10 und T9, die in einem festen Verhältnis zum Kollektorstrom durch T12 stehen, unmittelbar abgeleitet werden. Eine solche Mehrfachstromquelle wird vielfach auch als „Strombank" bezeichnet. Durch den symmetrischen Aufbau des Eingangsverstärkers bleiben thermische Rückwirkungen, die bei niedrigen Frequenzen zu Klirrfaktorvergrößerungen führen, unwirksam.

Die Wirkungsweise der Anpaßstufe T7 sowie der Treiberstufe T8 bietet keine Besonderheiten und wurde schon mehrfach beschrieben. Das gilt auch für die quasikomplementäre Endstufe T15 bis T18 und für die Schaltung zur Ruhestromstabilisierung (D1 bis D3). Wichtig dagegen sind die den beiden Endstufentransistoren zugeordneten „Leistungs- und Stromüberwachungsschaltungen", (SOAR-Schutzschaltungen) die durch eine echte Verlustleistungsmessung die beiden Leistungsstufen überwachen und diese bei Überschreiten eines Maximalwerts verzögerungsfrei sowie unabhängig voneinander in einen leistungsmäßig unkritischen Bereich steuern.

Der thermische Überlastungsschutz wirkt ebenfalls auf die genannten Überwachungsschaltungen, wobei die als Temperaturfühler arbeitenden Transistoren T13 und T14 in unmittelbarer Nähe der Endstufentransistoren angeordnet sind. Die Basisanschlüsse dieser Transistoren sind an eine Referenzspannung von etwa 0.4 V angeschlossen, die über den Spannungsteiler $R2$, $R3$ von der schon oben beschriebenen Stromquellenschaltung eingespeist wird. Da die U_{BE}-Spannung dieser Temperaturfühler einen negativen Temperaturgang hat, wird sie mit zunehmender Chiptemperatur immer niedriger und bewirkt, daß bei etwa 150 °C T13 und T14 leitend werden. Deshalb redu-

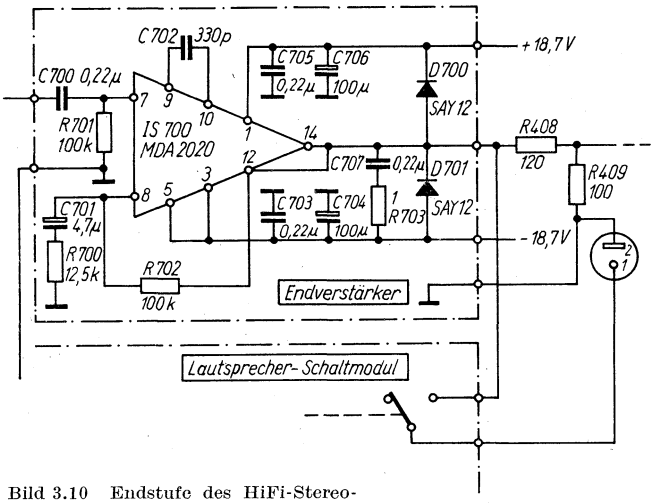


Bild 3.10 Endstufe des HiFi-Stereosteuergerätes *Carat S* mit dem TESLA-Leistungsverstärker *MDA 2020*

zieren die Schutzschaltungen die Steuerspannungen beider Endstufen.

Bild 3.10 zeigt ein Anwendungsbeispiel dieses Schaltkreises im HiFi-Stereosteuergerät *Carat S* aus dem VEB *Stern-Radio* Sonneberg [14]. Dieses Gerät hat eine Nennausgangsleistung von 2×15 W. Die Betriebsspannung des Endverstärkers ist unstabilisiert und beträgt bei Vollaussteuerung etwa ± 17 V. Infolge der guten Mittelpunktstabilisierung des *MDA 2020* kann der Lautsprecher ohne Koppelkondensator direkt an den Ausgang des Schaltkreises angeschlossen werden, wobei ein Lautsprecher-Schaltmodul bewirkt, daß der Lautsprecher erst zugeschaltet wird, wenn sich die Arbeitspunkte im Gerät stabilisiert haben.

Sehr vielseitig und nicht nur als Niederfrequenzverstärker kann der im montagegünstigen TO-220- bzw. *Pentawatt*-Gehäuse befindliche *TDA 2030* eingesetzt werden. Einen äquivalenten Typ dieses Leistungsverstärkers fertigt das *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) als *A 2030*, der eine maximale Betriebsspannung von ± 18 V, einen Ausgangsspitzenstrom von 3,5 A und eine

Totalverlustleistung von 20 W zuläßt. Integrierte SOAR-Schutzschaltungen bewirken, daß bei Überlastung, bei hoher Betriebsspannung oder bei Kurzschluß der Ausgangsstrom so begrenzt wird, daß die Ausgangstransistoren immer im sicheren Arbeitsbereich betrieben werden. Steht ein Kurzschluß längere Zeit an, so bewirkt die interne Thermoschutzschaltung die Begrenzung des Ausgangsstroms auf für die Endstufe ungefährliche Werte. Eine zwischen Verstärkerausgang und Anschluß 5 integrierte Diode klemmt bei induktiver Belastung Abschaltspannungsspitzen an die Plus-Versorgungsspannung.

Die Innenschaltung des *TDA 2030* weicht nicht wesentlich von der Schaltung des *TDA 2020* ab. Die dort erforderliche externe Kompensation am Anschluß 9 wird beim *TDA 2030* intern realisiert.

Bild 3.11 zeigt ein Anwendungsbeispiel des Schaltkreises für symmetrische Versorgungsspannung. Bei $U_B \pm 14$ V ist an 4 Ω

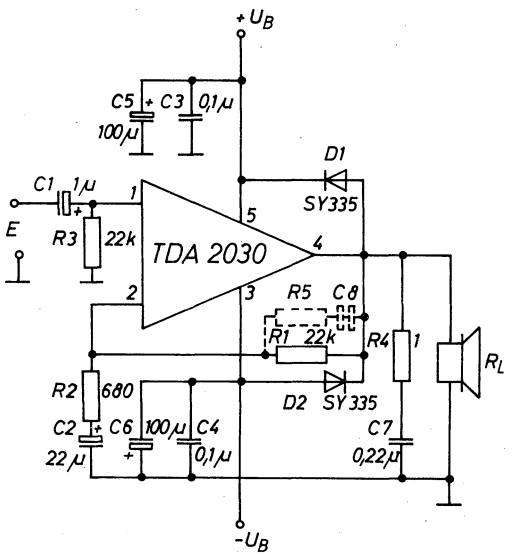


Bild 3.11 Anwendungsbeispiel des *TDA 2030* bei symmetrischer Betriebsspannung

eine Ausgangsleistung von 18 W bei $f = 1$ kHz und K = 10% zu erreichen. Bei einem Gesamtklirrfaktor $K_{ges} = 0{,}5\%$ und einer Spannungsverstärkung von 30 dB erhält man mit $U_B \pm 14$ V an 4 Ω eine Ausgangsleistung von 14 W und an 8 Ω noch 9 W. In dieser Schaltung erfolgt die Gegenkopplung und damit die Einstellung der Gesamtspannungsverstärkung über den Widerstand $R1$ zum invertierten Eingang 2. Die Spannungsverstärkung wird im mittleren Frequenzbereich durch das Verhältnis $R1/R2$ bestimmt

$$V_u = \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_e} = 1 + \frac{R1}{R2} \approx \frac{R1}{R2}. \tag{66}$$

Die untere Grenzfrequenz ist überwiegend vom RC-Glied $R2$, $C2$ abhängig und berechnet sich zu

$$f_u \approx \frac{1}{2\,\pi\,R2\,C2}. \tag{67}$$

Mit der gestrichelt gezeichneten RC-Kombination $R5$, $C8$ kann zur Erhöhung der Schwingsicherheit die obere Frequenzgrenze herabgesetzt werden. $R5$ wird auf etwa 3 $R2$, z. B. 1,8 kΩ festgelegt. C8 hängt von der vorgesehenen oberen Frequenzgrenze, von der Spannungsverstärkung und vom Widerstand $R2$ ab. Bei einer oberen Grenzfrequenz von z. B. 25 kHz und einer Verstärkung von 30 dB können für $C8$ 150 pF eingesetzt werden. Die Schutzdioden D1 und D2 schützen den Schaltkreis vor Spannungsspitzen und verhindern, daß er durch Ein- und Ausschalten des Lautsprechers zerstört wird. Der Widerstand $R3$ am Eingang 1 legt diesen und damit auch den Ausgang 4 gleichstrommäßig auf Nullpotential.

In einer weiteren Schaltung nach Bild 3.12 arbeitet der *TDA 2030* mit unsymmetrischer Betriebsspannung. Dazu ist ein zusätzlicher Eingangsspannungsteiler $R1$, $R2$, $R3$ zur Einstellung der Mittenspannung am Verstärkerausgang erforderlich. Der Lautsprecher wird über den Koppelkondensator $C7$ an den Ausgang angeschlossen. Die Spannungsverstärkung liegt wieder bei etwa 30 dB. Die erreichbare Leistung und die Klirrfaktorwerte entsprechen der vorhergegangenen Schaltung.

Wie alle Leistungsoperationsverstärker kann der *TDA 2030* auch in einer Brückenschaltung betrieben werden (Bild 3.13).

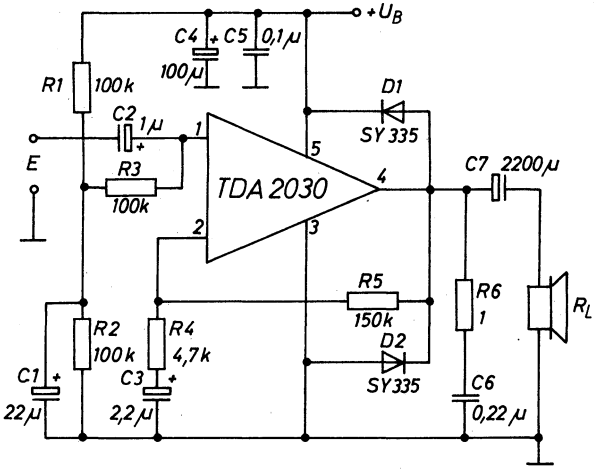


Bild 3.12 Anwendungsbeispiel des *TDA 2030* bei unsymmetrischer Betriebsspannung

Mit einer symmetrischen Versorgungsspannung von ±14 V erhält man an einem 8-Ω-Lastwiderstand eine Ausgangsleistung von 28 W bei 10% Klirrfaktor. Die Bauelemente sind sinngemäß nach der Schaltung Bild 3.11 zu dimensionieren. Der zweite Brückenverstärker wird seriell über *R5*, *R7*, *C6* an seinen Eingang 2 angekoppelt.

Ein Anfalltyp des *TDA 2030* mit geringeren Grenzwerten ist der *TDA 2006*. Mit U_B ± 12 V und einem Ausgangsstrom von 3 A erreicht man immerhin noch 10 W an 4 Ω.

Ebenfalls zur *Pentawatt*-Gehäuse-Familie gehört der neuentwickelte Leistungsverstärker *TDA 2040*, der eine maximale Betriebsspannung von ±20 V und einen Ausgangsspitzenstrom von 4 A gestattet. Bei einer Gehäusetemperatur von 75 °C wird eine Totalverlustleistung von 25 W zugelassen. Der Hersteller gibt eine erreichbare Ausgangsleistung von 22 W an 4 Ω, bei einem 1-kHz-Klirrfaktor von 0,5% und einer Betriebsspannung von ±16 V an. Die große Ausgangsleistung wird durch den größeren Ausgangsstrom und die höhere, zulässige Betriebsspannung, aber keinesfalls durch bessere thermische Werte erreicht. Außerdem erfolgt das thermische Abschalten erst

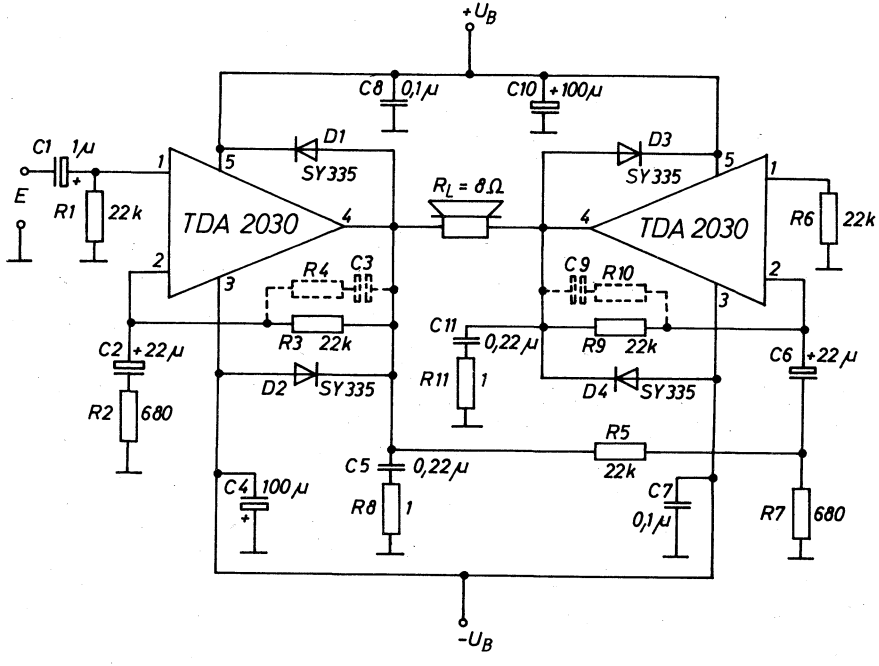


Bild 3.13
28-W-Brückenverstärker mit *TDA 2030* an symmetrischer Betriebsspannung

bei einer Kristalltemperatur von 130 °C. Speziell für den Einsatz an niedrigen unsymmetrischen Betriebsspannungen, für Anwendungen in Autoradios und Kassettengeräten wurden die integrierten Leistungsverstärker *TDA 2002*, *TDA 2003* im TO-220/5- oder *Pentawatt*-Gehäuse und die Dual-Verstärker *TDA 2004*, *TDA 2005*, *TDA 1510*, *TDA 4920* sowie *TDA 4925* im *Multiwatt 11*-, SOT 141B- oder SIP9-Gehäuse entwickelt (s. Tabelle 3.1). Neben Thermo- und SOAR-Schutzschaltungen ist für diese Ausführungen der Überspannungsschutz (Dump-Protektion) typisch, da bei Einsatz im PKW mit großen Spannungsspitzen auf der Betriebsspannung gerechnet werden muß. Bei den Verstärkertypen *TDA 2003* ... *TDA 2005* entfiel die Differenzeingangsstufe.

Die Eingangsstufe wurde so abgeändert, daß negierter und unnegierter Eingang zwischen Basis und Emitter eines Transistors

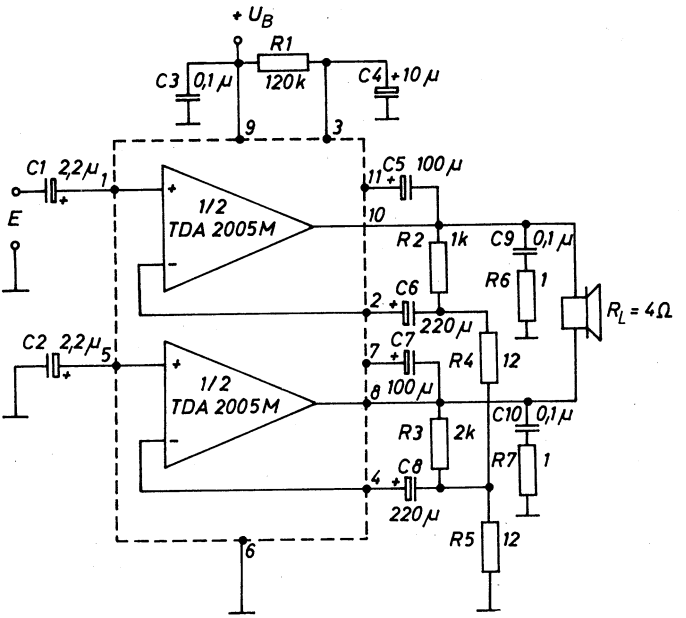


Bild 3.14 Dualverstärker *TDA 2005 M* als Brückenverstärker mit 20-W-Ausgangsleistung

angeschlossen ist. Dadurch ist das Eingangsrauschen niedriger. Abschließend soll noch der Dualverstärker *TDA 2005* in 2 Anwenderschaltungen vorgestellt werden. Dieser Zweifachverstärker im *Multiwatt 11*-Gehäuse hat einen Wärmewiderstand von < 3 K/W. Er verträgt eine maximale Verlustleistung von 30 W bei 60 °C Gehäusetemperatur, ist vollständig geschützt und hat außerdem noch den erwähnten Lautsprecherschutz. Er wird in Brücken- und Stereokonfiguration hergestellt. Der Ausgangsspitzenstrom ist 4 A, die maximale Betriebsspannung beträgt 18 V (Spitzenspannung 28 ... 40 V). Bei einer Betriebsspannung von 14,4 V erreicht man in der Brückenschaltung eine Ausgangsleistung von 20 W an 4 Ω (10% Klirrfaktor). Die Rauschspannung am Ausgang ist bei Stereoausführung $< 5\ \mu$V ($R_E = 10$ kΩ).

Bild 3.14 zeigt eine Anwendungsschaltung als Brückenverstärker, Bild 3.15 gibt ein Applikationsbeispiel als Stereoverstärker wieder. Beide Schaltungen haben eine Spannungsverstärkung von 50 dB. Das Kühlblech soll einen maximalen Wärmewiderstand von 4 K/W haben.

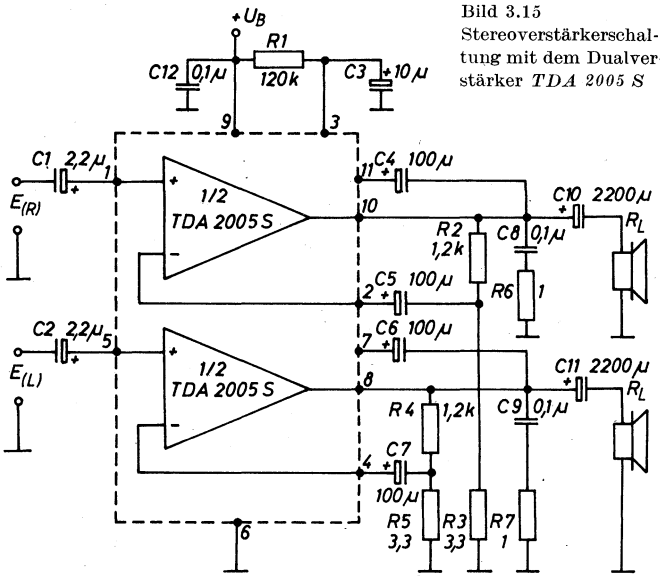


Bild 3.15
Stereoverstärkerschaltung mit dem Dualverstärker *TDA 2005 S*

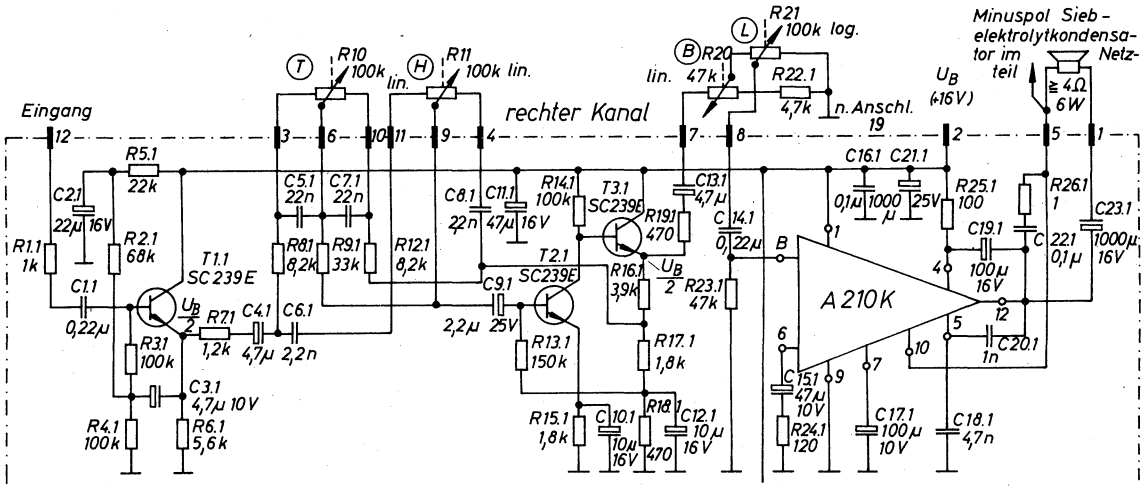
4. Stereoverstärkerbaustein

4.1. Allgemeines

Nach einem Schaltungsvorschlag in [8] wurde von der Arbeitsgemeinschaft Elektronik der *Station Junger Techniker und Naturforscher* Königstein eine Leiterplatte Stereoverstärker auf der Basis des integrierten Leistungsverstärkers *A 210 K* entwickelt. Dieser 2 × 6 W-Stereoverstärker, der bei Musik- und Sprachbetrieb bis maximal 2 × 8 W an 4-Ω-Lautsprecher abgibt, ist für den Einsatz als kleine Diskoanlage sowie für Heim- und Portablebetrieb, z. B. im PKW, vorgesehen. Die Leiterplatte enthält 2 vollständige, hochwertige Verstärkerkanäle, deren Vorstufen diskret aufgebaut sind. Lautstärke-, Balance-, Höhen- und Tiefenregler werden extern angeschlossen und müssen Tandem-Ausführungen sein. Außer dem Balanceregler sollten sie gute Gleichlaufeigenschaften aufweisen ($\leqq 3$ dB). An die Ausgänge können Lautsprecher mit einer Impedanz $\geqq 4\,\Omega$ angeschlossen werden. Der Verstärker läßt sich mit Netzteil oder 12-V-Autobatterie betreiben. Bei einer Betriebsspannung von 16 V kann der Verstärkereingang eine effektive Wechselspannung von 0,3 V verarbeiten. Größere Eingangsspannungen müssen über einen festen Eingangsspannungsteiler angeschlossen werden. Die Leiterplatte hat die Abmessungen 90 mm × 150 mm. Dabei wurde der zur Verfügung stehende Bestückungsplatz optimal genutzt. Die Schaltung kann auch einkanalig bestückt und betrieben werden. Als Steckverbinder wird eine 24polige Steckerleiste nach *TGL 200-3604* (ehem. *Zeibina*) benutzt.

4.2. Beschreibung der Schaltung (Bild 4.1)

Bei der Beschreibung soll nur der rechte Kanal betrachtet werden. Das Eingangssignal am Stecker 12 liegt über dem Schutzwiderstand *R*1.1 und dem Koppelkondensator an der Basis des Eingangstransistors T1.1. Dieser ist als Emitterfolger mit Bootstrap-Eingang geschaltet und hat demzufolge einen großen


Eingang
rechter Kanal
Minuspol Sieb-elektrolytkondensator im Netzteil
U_B (+16V)
≧ 4Ω 6W
n. Anschl. 19
R10 100k lin.
R11 100k lin.
R20 lin. 47k
R21 100k log.
R22.1 4,7k
R5.1 22k
C2.1 22µ 16V
R1.1 1k
R2.1 68k
T1.1 SC 239 E
C1.1 0,22µ
R3.1 100k
R7.1 1,2k
C4.1 4,7µ
C6.1 2,2n
C3.1 4,7µ 10V
R4.1 100k
R6.1 5,6k
C5.1 22n
C7.1 22n
R8.1 8,2k
R9.1 33k
R12.1 8,2k
C8.1 22n
C11.1 47µ 16V
R14.1 100k
T3.1 SC239E
R19.1 470
C13.1 4,7µ
C 14.1 0,22µ
T2.1 SC239E
C9.1 2,2µ 25V
R16.1 3,9k
R23.1 47k
R13.1 150k
R17.1 1,8k
R15.1 1,8k
C 10.1 10µ 16V
R18.1 470
C12.1 10µ 16V
A 210K
C 15.1 47µ 10V
R24.1 120
C16.1 0,1µ
C21.1 1000µ 25V
C17.1 100µ 10V
C18.1 4,7n
R25.1 100
C19.1 100µ 16V
C 22.1 0,1µ
C20.1 1n
R26.1 1
C23.1 1000µ 16V

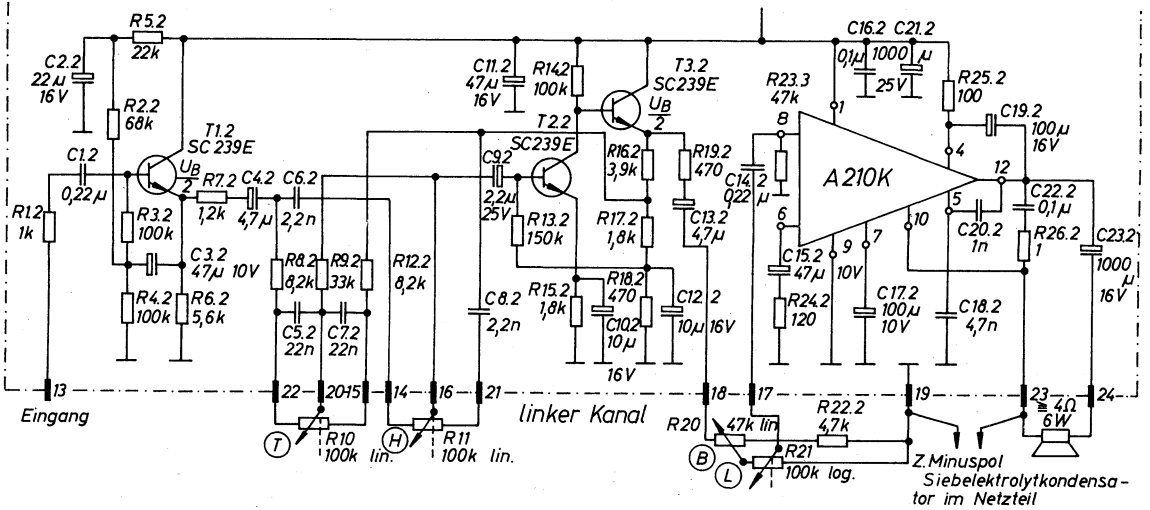


Bild 4.1 2×6 W-Stereoverstärker mit *A 201 K* (*C*9.1 und *C*9.2 umpolen)

Eingangswiderstand. Der am Emitter des T1.1 angeschlossene R7.1 bestimmt den Quellwiderstand für die nachfolgende aktive Höhen- und Tiefenregelung mit den Transistoren T2.1, T3.1 und den entsprechenden Filterbauelementen. Zur Tiefeneinstellung wird eine Widerstandsbahn des Tandemreglers R10 benutzt, während mit dem Regler R11 die Höhen beeinflußt werden. Der Grad der Anhebung bzw. Absenkung wird durch den Spannungsteiler R16.1 und R17.1 bestimmt. Den Arbeitspunkt für die Transistoren T2.1 und T3.1 stellt man mit dem Widerstand R18.1 auf $U_B/2$ am Emitter des Transistors T3.1 ein. Über R19.1 und C31.1 liegt am Stecker 7 das Ausgangssignal des Vorverstärkers, das über Balanceregler R20 und nachgeschaltetem Lautstärkeregler R21 zum Eingang des Endverstärkers an Stecker 8 gelangt. Zwischen Ausgang des Vorverstärkers und Balanceregler können zusätzliche, frequenzbeeinflussende Netzwerke, z. B. Rausch- und Rumpelfilter geschaltet werden. Der Balanceregler, ebenfalls in Tandemausführung, hat 2 lineare Widerstandsbahnen. Zum Erreichen des Balanceeffekts werden diese gegenläufig angeschlossen. Der Widerstand R22.1 begrenzt den Einstellbereich. Der Eingangswiderstand des Endverstärkers wird im wesentlichen durch R23.1 bestimmt. Als Koppelkondensator findet ein MKT-Typ Verwendung, da der Resetstrom eines Elektrolytkondensators zu Arbeitspunktverschiebungen des Schaltkreises führen kann. Wie schon in Abschnitt 3.4.4. erwähnt, darf die Eingangsspitzenspannung am Schaltkreis 220 mV nicht überschreiten. Der Gegenkopplungswiderstand R24.1 wurde deshalb so gewählt, daß für Vollaussteuerung am Schaltkreisausgang bei $U_B = 16$ V eine effektive Eingangsspannung von etwa 150 mV am Stecker 8 anliegen muß. Der Elektrolytkondensator C17.1 entkoppelt die Vorstufe des *A 210 K* und bewirkt eine gute Brummunterdrückung der Betriebsspannung. Mit C18.1 und C20.1 wird die obere Grenzf equenz eingestellt. Die Bootstrap-Kombination R25.1 und C 19.1 bewirkt eine dynamische Aufstockung der Steuerwechselspannung für die Endstufe. Das *Boucherot*-Glied R26.1 und C22.1 verringert den Klirrfaktor des Ausgangssignals bei hohen Frequenzen. Auskoppelkondensator C23.1 und Gegenkopplungskondensator C15.1 bestimmen wesentlich die untere Grenzfrequenz. Vergrößert man die Kondensatoren, so läßt sich die Grenzfrequenz herabsetzen. Zwischen Stecker 5

und Stecker 1 wird der Lautsprecher angeschlossen. Um Verkopplungen zu vermeiden, wird die Masseleitung des Endverstärkers getrennt von der übrigen Masse herausgeführt. Der Siebkondensator $C21.1$ bewirkt in Verbindung mit $C16.1$ einen niedrigen dynamischen Innenwiderstand der Betriebsspannung.

4.3. Aufbau (Bild 4.2)

Auf einer *Cevausit*-Einlagenleiterplatte mit den Abmessungen 90 mm × 150 mm sind die Bauelemente der 2 Stereokanäle nebeneinander angeordnet. Die Bauhöhe wird durch die Kühlfügel der *A 210 K* bestimmt. Über eine 24polige Steckerleiste nach *TGL 200-3604* werden Betriebsspannung, Regler, Eingangssignal und Lautsprecher angeschlossen. Um gute Abschirmwirkung sowie viel Masseflächе zu erhalten, wurden die Leiterzüge im Trennlinienverfahren entworfen. Als Elektrolytkondensatoren verwendet man außer $C3$, $C19$ und $C21$ die stehende Ausführung nach *TGL 35807*. Dadurch kann viel Platz auf der Leiterplatte eingespart werden. Wie Versuche ergaben, braucht $C16$ nicht bestückt zu werden. Die Schaltung ist auch ohne diesen Konden-

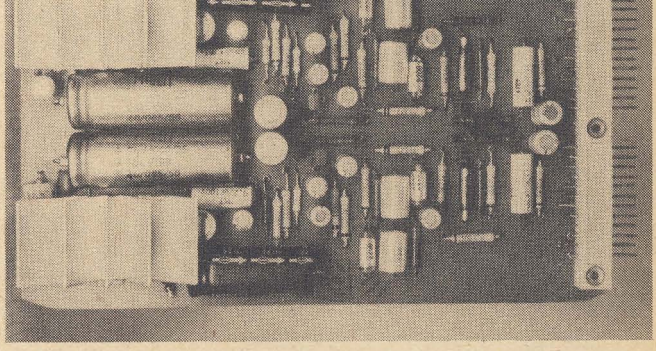


Bild 4.2 Bestückte Leiterplatte

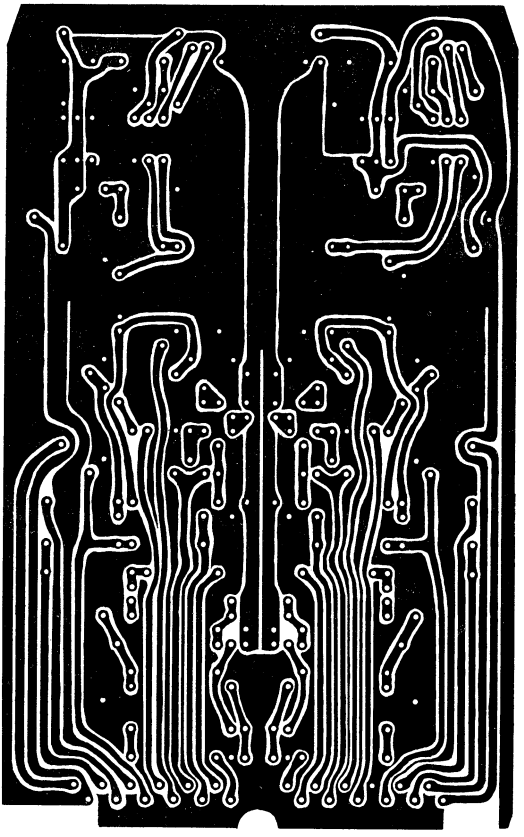


Bild 4.3 Leiterbild

sator schwingsicher genug. Auf Bild 4.3 ist das Leiterbild und auf Bild 4.4 die Bauelementebestückung zu sehen.

4.4. Technische Daten

Maximale Betriebsspannung (Spitzenwert)	20 V
Betriebsspannungsbereich	10 ... 18 V

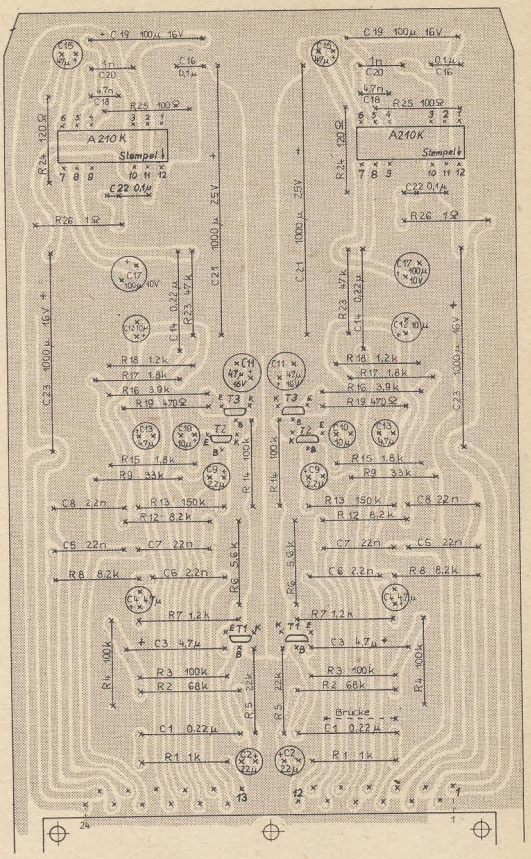


Bild 4.4 Bauelementebestückung

Stromaufnahme	
ohne Aussteuerung, $U_B = 16$ V	etwa 32 mA
Vollaussteuerung, 1 kHz, $U_B = 16$ V, R_L 4 Ω	2 × 0,6 A
Ausgangsspannung U_{eff}, je Kanal bei	
$U_B = 16$ V, $R_L = 4\,\Omega$, $f = 1$ kHz	6 V
$U_B = 12$ V, $R_L = 4\,\Omega$, $f = 1$ kHz	4,5 V
(Nennwert für $P_o = 6$ W):	4,9 V

Ausgangsleistung P_o je Kanal, an $R_L = 4\,\Omega$, K = 5%	
erreichbare Leistung mit Musik- und Sprachbetrieb	8 W
Nennleistung mit 1 kHz bei $U_B = 16$ V	6 W
Nennleistung mit 1 kHz bei $U_B = 12$ V	4 W
erreichbare Leistung bei $U_B = 12$ V, k = 10%	
Musik- und Sprachbetrieb	5 W
Eingänge	
Eingangsspannung U_{eff} für Vollaussteuerung, $f = 1$ kHz	$\leqq 50$ mV
maximale Eingangsspannung U_{eff}, $f = 1$ kHz	300 mV
Eingangswiderstände R_e, $f = 1$ kHz	$\geqq 1{,}5$ MΩ
Frequenzgang	
Höhen- und Tiefenregler in Mittelstellung, $f = 1$ kHz	90 ... 25 kHz
Höhen- und Tiefenregler voll angehoben $f_u = 100$ Hz, $f_o = 10$ kHz	etwa +8 dB
Höhen- und Tiefenregler abgesenkt $f_u = 100$ Hz, $f_o = 10$ kHz	etwa −6 dB
Fremdspannungsabstand	
Höhen-, Tiefen- und Balanceregler in Mittelstellung	−65 dB
Höhen- und Tiefenregler voll angehoben	−55 dB
Balanceeinstellbereich	±6 dB

4.5. Hinweise zu Schaltungsaufbau und Abgleich

- Beim Bestücken der Leiterplatte sind die 1000-µF-Elektrolytkondensatoren und die Schaltkreise zuletzt einzulöten.
- Transistor T3 kann mit *SC 237 E* bestückt werden.
- Für den Abgleich der Arbeitspunkte sind an Stelle *R*2 und *R*18 entsprechende Einstellregler provisorisch einzulöten.
- Bei Abgleich und Erstinbetriebnahme sollte nur 1 Kanal mit dem *A 210 K* bestückt werden. An diesem Schaltkreis ist die Mittenspannung und die Ruhestromaufnahme festzustellen. Erst wenn diese Werte innerhalb der zulässigen Grenzen liegen, kann der zweite Schaltkreis eingelötet und gemessen

werden. Durch diese Maßnahme läßt sich ein eventuell defekter *A 210 K* besser finden. Dabei sollte die Betriebsspannung, die 20 V nie überschreiten darf, über einen Schutzwiderstand von etwa 18 Ω, 1 W an die Leiterplatte angeschlossen werden.

— Der Abgleich der Vorstufen beginnt mit dem Transistor T1. Mit dem Einstellregler an Stelle *R*2 wird an den Emittern der T1 eine Spannung von $U_B/2 \pm 0{,}5$ V eingestellt und danach ein entsprechender Festwiderstand eingelötet. Mit dem Transistor T3 ist sinngemäß zu verfahren. Auch hier wird am Emitter mit *R*18 auf $U_B/2 \pm 0{,}5$ V eingestellt.

— Wenn die Spannung am Ausgang 12 des *A 210 K* über $\pm$ 0,5 V von $U_B/2$ abweicht, kann mit einem hochohmigen Widerstand von einigen Kiloohm, der vom Anschluß 7 des Schaltkreises gegen U_B oder Masse geschaltet wird, die Mittenspannung korrigiert werden (Wert ist auszuprobieren).

— Über die Anschlüsse 2 und 19 der Anschlußbuchsenleiste ist ein Elektrolytkondensator 2200 µF, 25 V zu schalten.

— Die Lautsprecher sind zwischen den Buchsen 1 und 5 bzw. 23 und 24 anzuschließen. Die Verbindung der Buchsen 5 und 23 zum Minuspol des Netzteils muß erprobt werden. Sie kann entweder an der Buchse 19 oder am Elektrolytkondensator im Netzteil günstiger sein.

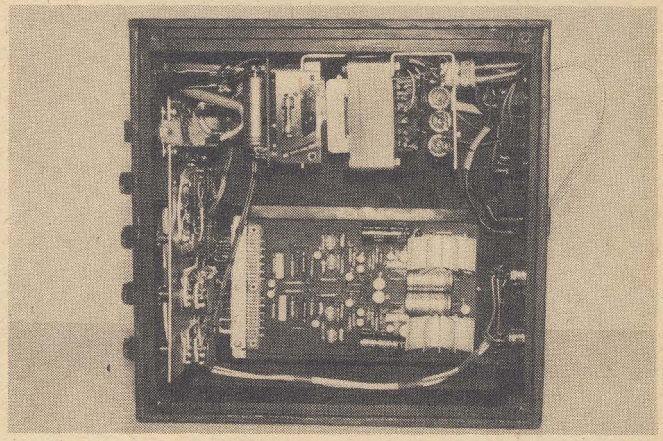


Bild 4.5 Anwendungsbeispiel als kompletter Verstärker mit Netzteil

— Wird die Leiterplatte in ein Gehäuse aus nichtleitendem Material eingebaut, so sollte ein Schirmblech oder eine isolierte Schirmfolie unter der Leiterplatte angeordnet werden, da die Eingangsstufe hochohmig und damit auch störempfindlich ist. Die Regler sollte man aus diesem Grund ebenfalls an eine metallisierte Montage- oder Blechplatte anbringen. Alle Schirmteile sind mit Masse zu verbinden.
— Zur Vermeidung von Schwingen und Verkopplungen sind beim Aufbau eines Verstärkers sinngemäß die Hinweise in Abschnitt 5.6. zu beachten. In Bild 4.5 ist ein kompletter Stereoverstärker für Netzbetrieb mit dieser Schaltung zu sehen (Ansicht von oben, Deckplatte entfernt).

4.6. Betriebsspannungsversorgung

Ist der Betrieb an einer 12-V-Batterie im Fahrzeug vorgesehen, so sollte in die Plusleitung zum Verstärker eine Drossel von $\geqq 10$ mH geschaltet werden. Der schon angegebene Elektrolytkondensator 2200 μF (16 V) muß unmittelbar über die Betriebsspannungsanschlüsse an der Buchsenleiste geschaltet werden. Mit dieser Maßnahme werden kurzzeitige Überspannungsspitzen, die zur Zerstörung des Schaltkreises führen und im Bordnetz leicht auftreten können, unterdrückt. Außerdem ist der Verstärker mit einer flinken Sicherung 0,8 A in der Plusleitung zu sichern. Voraussetzung für einen einwandfreien Betrieb ist allerdings eine gute Entstörung der Kfz-Zündanlage, da die hochohmigen Eingänge vom Verstärker und z. B. der Eingang eines Kassettengeräts auch für Zündstörspannungen empfindlich sind. Für Netzbetrieb ist ein Transformator mit einer Sekundärspannung von 13 bis 14 V und einer Strombelastbarkeit von 0,7 bis 1 A erforderlich.
Ein Transformator mit *M55*-Kern bringt diese Leistung auf. Bild 4.6 zeigt eine vierlfach erprobte Netzteilschaltung, die oft in älteren Plattenspielern angewendet wurde. Das Besondere daran ist die elektronische Glättungsschaltung mit den Transistoren T1 und T2. Sie ersetzt eine Drossel sehr großer Induktivität. Schnelle Änderungen der Eingangsgleichspannung, z. B. die Restwelligkeit an *C*3, werden durch die große Zeitkonstante des *RC*-Glieds *R*1, *C*4 wirkungsvoll unterdrückt. Die Kapazität

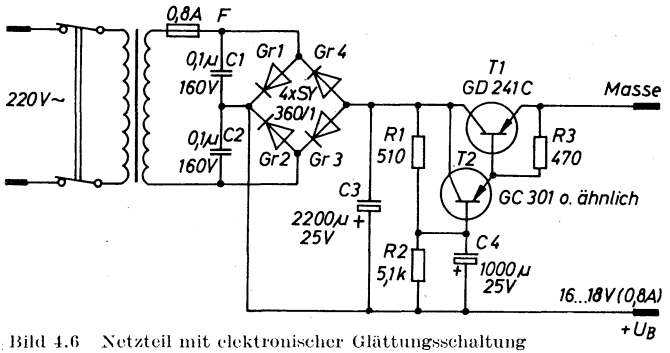


Bild 4.6 Netzteil mit elektronischer Glättungsschaltung

von *C4* liegt scheinbar, mit dem Verstärkungsfaktor beider Transistoren multipliziert, am Ausgang der Schaltung. Da die Spannung über T1 und T2 gering ist, es fallen nur 1 bis 1,5 V über beide ab, braucht nur ein kleines Kühlblech für T1 eingesetzt zu werden (für *GD 241 C* etwa 2 mm × 60 mm × 50 mm, AL 99,5). Die Schaltung kann selbstverständlich auch mit Silizium-npn-Transistoren aufgebaut werden, z. B. mit den Transistoren *BD 139* (*SD 239*) und *SF 126 C* oder ähnlichen Typen. Selbstverständlich muß bei npn-Transistoren die Polarität von Gleichrichtern und Elektrolytkondensatoren gewechselt werden. Beim Aufbau des Netzteils sind unbedingt die in Abschnitt 5.7. angeführten Hinweise bezüglich Sicherheitsforderungen zu beachten.

4.7. Stereoverstärker mit den integrierten Schaltkreisen *A 273 D*, *A 274 D*

Werden die integrierten Schaltkreise *A 273 D* und *A 274 D* als Vorstufen des Stereoverstärkers eingesetzt, kann man auf Tandemregler verzichten. Der *A 273 D* ist ein Schaltkreis für gleichspannungsgesteuerte Lautstärke- und Balanceeinstellung, während mit dem *A 274 D* die Höhen- und Tiefeneinstellung gleichspannungsgesteuert vorgenommen werden kann.
Vorteile dieser elektronischen Regler sind der gute Gleichlauf beider Kanäle, die große Eingangsspannungsverträglichkeit

von $U_{\text{eff}} = 1$ V, die Unempfindlichkeit der Einstellschaltungen und -leitungen gegen Störungen und nicht zuletzt die Einsparung der doch recht schwer erhältlichen Tandempotentiometer mit gutem Gleichlauf.

Aber auch die Nachteile eines solchen Vorverstärkers sollen nicht verschwiegen werden. An erster Stelle ist es der große ökonomische Aufwand, da ja außer den recht teuren Schaltkreisen noch sehr viel passive Bauelemente erforderlich sind. Weiterhin ist der Fremdspannungsabstand und damit der Dynamikumfang ohne besonderen Schaltungsaufwand geringer als bei einer Eingangsschaltung mit Transistoren (größeres Rauschen bei kleiner Lautstärke). Ein weiterer Nachteil sind die sprungartigen Ausgangsimpulse beim Ein- und Ausschalten der Betriebsspannung, die sich unangenehm im Lautsprecher bemerkbar machen und außerdem den Endverstärker noch in die Übersteuerung fahren können. Bei hochwertigen Anlagen müssen deshalb die Lautsprecher verzögert ein- und beim Geräteabschalten sofort ausgeschaltet werden. Da der Speisespannungsbereich der Schaltkreise zwischen 13,5 V bis 16,5 V liegen soll, ist kein Betrieb an der 12-V-Autobatterie möglich. Die Betriebsspannung der Vorstufen muß bei unstabilisierten Netzteilen mit einer Z-Diode auf z. B. 15 V stabilisiert werden. Bild 4.7 zeigt die vom *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) angegebene Grundschaltung [15]. Die Spannungsteiler 33 kΩ/8,2 kΩ an den Ausgängen sind bei Verwendung des *A 210 K* als Endverstärker erforderlich. Andere Endverstärker, z. B. der *MDA 2020*, vertragen größere Eingangsspannungen und können ohne diesen Spannungsteiler betrieben werden. Der mit dieser Schaltung erreichbare Signal/Rausch-Abstand, bezogen auf eine Ausgangsleistung von 50 mW an 4 Ω (Zimmerlautstärke) liegt bei etwa 53 dB und entspricht der garantierten äquivalenten Eingangsrauschspannung des *A 210 K*. Ebenfalls in [15] wird eine Schaltung mit verbesserten Eigenschaften, bezüglich Fremdspannungsabstand, Aussteuerbarkeit, Klirrfaktorverkleinerung und größerem Abregelbereich angegeben. Bild 4.8 zeigt die Schaltung. Zwischen dem Lautstärke-Balance-Teil des *A 273 D* und dem Regelteil für gehörrichtige Lautstärkebeeinflussung befindet sich der *A 274 D* als Höhen-Tiefen-Steller. Als Nachteile dieser Schaltung sind die Verschiebung der Steuerkurve des Lautstärkestellers und das dadurch erforderliche

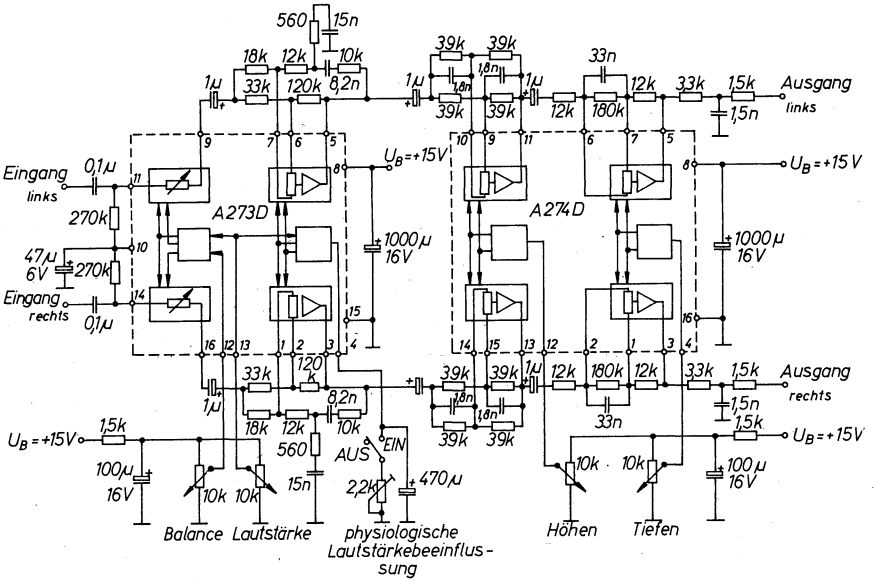


Bild 4.7 Grundschaltung mit *A 273 D* und *A 274 D*

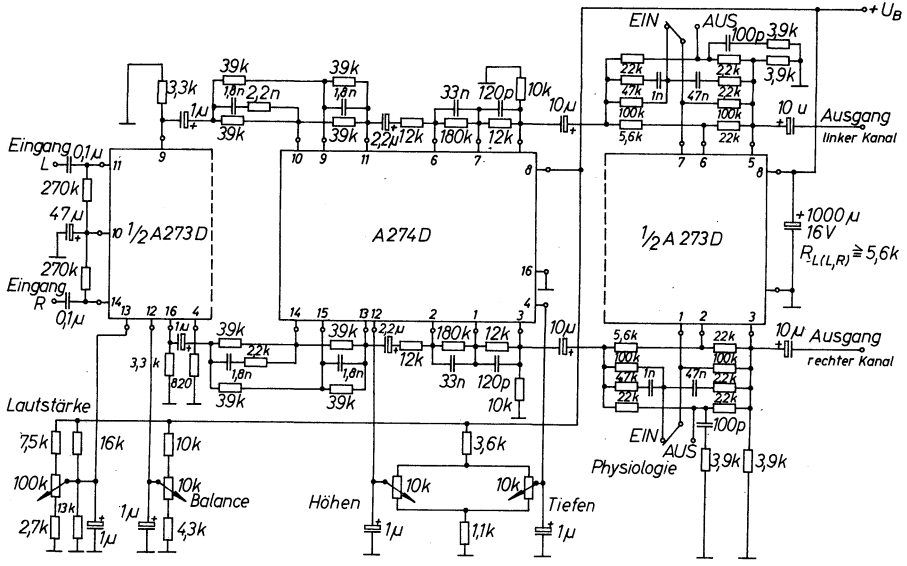


Bild 4.8 Schaltung mit verbessertem Fremdspannungsabstand

Netzwerk für Lautstärke- und Balancesteller, eine geringere Höhenanhebung und das Einschalten des Frequenzgangumschalters (Physiologie) in den Signalweg zu betrachten.

Nachstehend einige allgemeine Applikationshinweise:

- Die Masseleitungen sind niederohmig (breit) auszuführen.
- Die Betriebsspannung der Schaltkreise muß gut stabilisiert sein. Ein Abblockelektrolytkondensator von 100 μF soll sich unmittelbar am Schaltkreis befinden.
- Die Ausgänge der Schaltkreise dürfen nicht kapazitiv belastet werden (Schwingneigung). Beim Anschluß abgeschirmter Leitungen sind daher in Reihe zu den entsprechenden Ausgängen 100-Ω-Widerstände vorzusehen.
- Der zulässige minimale Lastwiderstand an den Ausgängen beträgt 4,7 kΩ.
- Um die Störbeeinflussung gering zu halten, sind die Steuerspannungsanschlüsse der Schaltkreise mit Elektrolytkondensatoren gegen Masse abzublocken.
- Als Koppelkondensatoren an den Schaltkreiseingängen dürfen keine Elektrolytkondensatoren verwendet werden.

5. Transistoruniversalverstärkerbaustein

5.1. Allgemeines

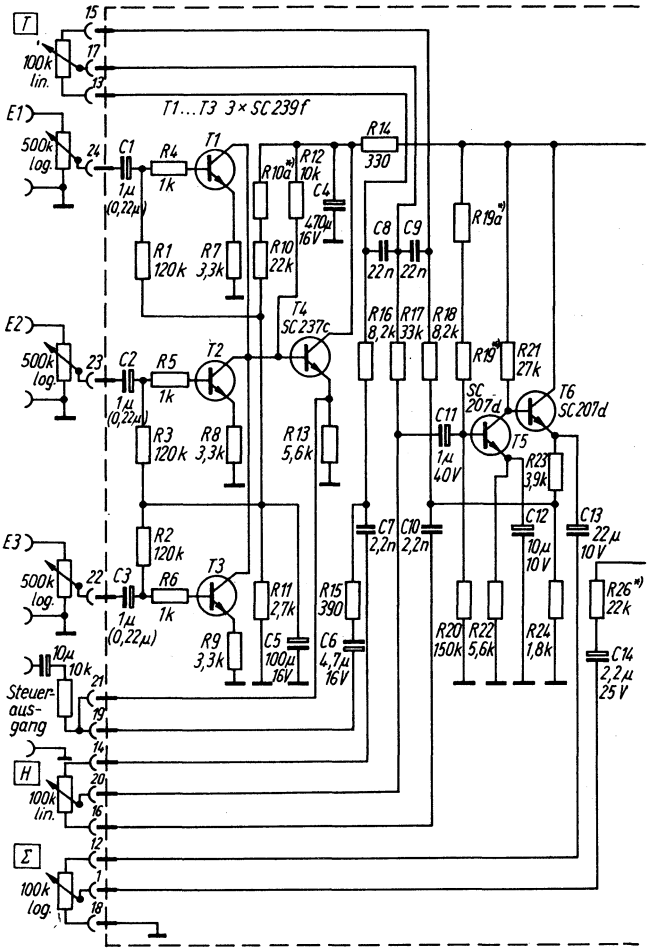
In der Arbeitsgemeinschaft Elektronik an der *Station Junger Techniker und Naturforscher*, Königstein, wurde ein Baustein Transistoruniversalverstärker entwickelt und gebaut. Der Verstärker hat 3 mischbare Eingänge gleicher Empfindlichkeit und ein aktives Höhen-Tiefen-Netzwerk im Vorverstärker. Vor dem Eingang des Endverstärkers ist ein Summenregler vorgesehen. Die Endstufe kann wahlweise mit Silizium- oder Germaniumleistungstransistoren bestückt werden und je nach zur Verfügung stehender Betriebsspannung Ausgangsleistungen von 2,5 ... 25 W abgeben.
Der Baustein läßt sich für Mono- oder Stereoverstärker einsetzen. Die gesamte Verstärkerschaltung befindet sich auf einer Einlagenleiterplatte 90 mm × 150 mm und wird über einen 24poligen Stecker nach *TGL 200-3604* mit Reglern sowie Eingangs- und Ausgangsbuchsen verbunden. Ein mit Distanzstücken auf der Leiterpatte befestigter Kühlkörper trägt die Leistungstransistoren.

5.2. Beschreibung der Schaltung (Bild 5.1)

Vor den 3 gleichberechtigten Mischeingängen mit den rauscharmen Transistoren T1 ... T3 liegen die Mischregler, die an der Frontplatte des Geräts angebracht werden und wahlweise logarithmische Dreh- oder Schieberegler sein können. Soll ein Stereoverstärker gebaut werden, so muß man Tandemregler mit möglichst gutem Gleichlauf einsetzen. Geeignet sind je nach erforderlichen Eingangsbedingungen Widerstandswerte von 100 kΩ bis 1 MΩ.
Die Schleifer der Mischregler liegen an den Entkopplungskondensatoren $C1$ bis $C3$. Die unüberbrückten Emitterwiderstände der Eingangstransistoren bewirken einen großen Eingangswiderstand. Der Arbeitspunkt der Transistoren T1 ... T4 wird ge-

meinsam durch den Spannungsteiler $R10$, $R10a$ und $R11$ eingestellt. Dabei sind $R10$ und $R10a$ so auszulegen, daß über $R13$ etwa die halbe, an $C4$ anliegende Betriebsspannung abfällt. Die Kondensatoren $C4$ und $C5$ entkoppeln und sieben in Verbindung mit den Siebwiderständen $R14$, $R10$ und $R10a$ die Vorstufenbetriebsspannungen. Am Emitter des Transistors T4 bzw. am Stecker 21 steht ein relativ niederohmiges Summenmischsignal für Bandgeräte oder nachgeschaltete Verstärkeranlagen zur Verfügung. Ist es erforderlich, so kann das Signal über einen Elektrolytkondensator $10\,\mu F$ und einen Schutzwiderstand $\geqq 22\,k\Omega$ entnommen werden. Wenn die Ausgangswechselspannung für nachfolgende Geräte zu hoch ist, kann ein Dämpfungsregler zwischengeschaltet werden (s. Bild 5.2).

Für Stereobetrieb gibt Bild 5.3 die Anordnung des Balancereglers wieder. Die Schleifbahnen eines linearen $2 \times 100\text{-k}\Omega$-Tandemreglers werden gegenläufig an die Ausgänge 12 der Verstärkerbausteine geschaltet. Die $10\text{-k}\Omega$-Widerstände begrenzen den Einstellbereich. Die Schleifer des Balancereglers werden mit den Widerstandsbahnen des Summenreglers verbunden. Der Eingang des entsprechenden aktiven Höhen-Tiefen-Netzwerks liegt am Stecker 19 und wird extern mit Stecker 21 verbunden. Für die Höhen- und Tiefenregelung sind im Gerät zwei lineare $100\text{-k}\Omega$-Regler und für Stereobetrieb die gleichen in Tandemausführung vorzusehen. Die aktive Klangreglerschaltung hat den Vorteil, daß mit handelsüblichen linearen Potentiometern eine nahezu ideale Einstellcharakteristik erreicht wird. Die einwandfreie Funktion setzt einen niederohmigen Quellwiderstand voraus, der durch den vorgeschalteten Emitterausgang (T4) gewährleistet ist. Über den Koppelkondensator $C6$ und den Anpaßwiderstand $R15$ wird das Signal zum Klangregelnetzwerk geführt. Sein Tiefenkanal wird durch die Bauelemente $C8$, $C9$, $R16$, $R17$, $R18$ sowie dem an den Steckern 13, 15 und 17 liegenden $100\text{-k}\Omega$-Potentiometer, und sein Höhenkanal durch $C7$, $C10$ sowie einem weiteren, an den Steckern 14, 16 und 20 liegenden $100\text{-k}\Omega$-Potentiometer gebildet. Den erforderlichen Einstellbereich des Spannungsfrequenzgangs bestimmt der folgende 2stufige Verstärker (T5, T6) und die mit $R23$, $R24$ fest eingestellte Gegenkopplung. Die Rückführung des Signals von diesem geteilten Emitterwiderstand gewährleistet eine große Aussteuerbarkeit. Das bedeutet, daß bis zu einer Ausgangsspannung von etwa 3 V



*) Bauelemente werden abgeglichen

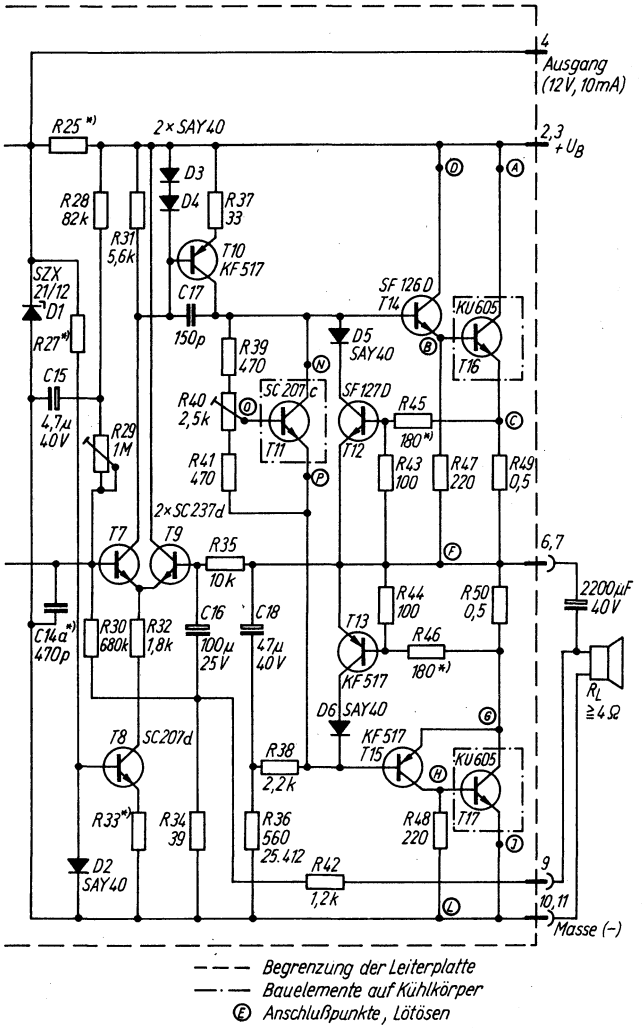


Bild 5.1 Verstärkerbaustein mit Siliziumleistungstransistoren und Außenbeschaltung

der Klirrfaktor $< 1\,\%$ ist. Gleichzeitig wird damit die Grundverstärkung des Netzwerks bei 1 kHz festgelegt. Befinden sich die Regler in Mittelstellung, ist der Spannungsfrequenzgang linear. Die maximalen Anhebungen und Absenkungen sind aus den „Technischen Daten" zu ersehen.

Die Ausgangsspannung des Vorverstärkers wird am Emitter des Tansistors T6 über den Koppelelektrolytkondensator $C13$ entnommen und liegt am Stecker 12. Die Betriebsspannung des Vorverstärkers wird über die Z-Diode D1 auf 12 V stabilisiert. Die Größe des Vorwiderstands $R25$ hängt von der angelegten Betriebsspannung ab. Gleichzeitig liegt die stabilisierte 12-V-

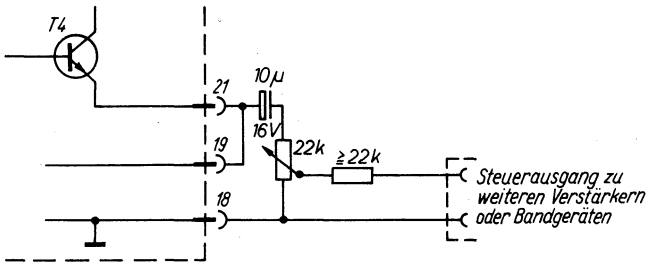


Bild 5.2 Regelbarer Steuerausgang

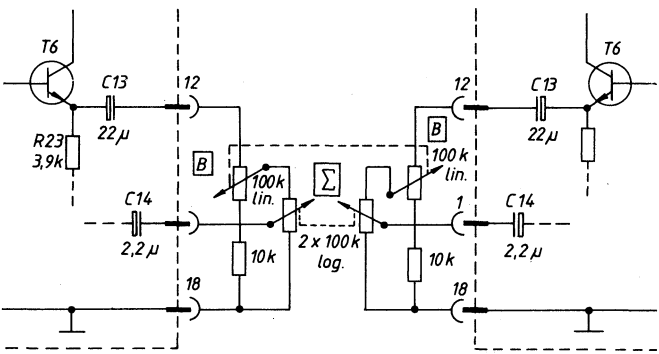


Bild 5.3 Anschaltung eines Balance und Summenreglers für Stereobetrieb

Spannung am Stecker 4 zur Speisung hochwertiger Kondensatormikrofone (Maximalbelastung 10 mA).

Am Stecker 1 befindet sich der Eingang des Endverstärkers. Ist ein Summenregler oder Rausch- und Rumpelfilter vorgesehen, so sind diese Dämpfungselemente zweckmäßigerweise vor den Eingang des Endverstärkers zu schalten. Bei Stereobetrieb müssen an dieser Stelle Balance- und Lautstärke-Tandemregler vorgesehen werden. Der Endverstärker ist für den Betrieb an Betriebsspannungen unterschiedlicher Höhe bzw. an stark schwankenden Spannungen vorgesehen. Infolgedessen muß die Baugruppe sehr zuverlässig ausgelegt werden. Im Eingang bewirkt ein Differenzverstärker (T7, T9) eine sehr stabile Mittenspannung und einen großen Eingangswiderstand. Eine Konstantstromquelle vom gemeinsamen Emitterpunkt dieser Differenzstufe, bestehend aus T8, D2, *R*27, *R*32 und *R*33, bewirkt gute Gleichtaktunterdrückung und geringe Betriebsspannungsabhängigkeit. Sind die Anforderungen nicht so groß, so kann auf diese Stromquelle verzichtet und vom erwähnten Emitterpunkt ein 18- ... 22-kΩ-Widerstand gegen Masse geschaltet werden. Mit dem Einstellregler *R*29 ist die genaue Einstellung der Verstärker-Mittenspannung möglich. Die Ausgangswechselspannung der Differenzstufe liegt am Arbeitswiderstand *R*31 und wird von dort an die Treiberstufe T10 geführt. Mit dem Regler *R*40 wird die Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors T11 und damit der Ruhestrom durch beide Endtransistoren eingestellt. Dieser Transistor befindet sich in thermischer Kopplung mit den Endtransistoren in der Mitte des gemeinsamen Kühlkörpers. Vom Kollektor des Transistors T10 wird die verstärkte Wechselspannung an die komplementären Treibertransistoren T14 und T15 geführt. Sie bewirken einen genügend großen Basisstrom der Endtransistoren und erzeugen die erforderliche Phasenumkehr für T17.

Die gegen den Signalausgang (Mittenpotential) liegenden 0,5-Ω-Widerstände (*R*49, *R*50) gestatten eine gewisse Linearisierung der Ausgangsströme beider Endtransistoren und ermöglichen den Anschluß einer elektronischen Überstrombegrenzungsschaltung. Der Kondensator *C*18 bewirkt in Verbindung mit den Teilerwiderständen *R*36, *R*38 eine dynamische Steuerspannungsaufstockung zur sicheren Durchsteuerung der *Darlington*-Endstufe. Der Gegenkopplungswiderstand *R*35 bestimmt die

Grundverstärkung des Endverstärkers. Eine weitere Gegenkopplung führt vom Lautsprecheranschluß über den Spannungsteiler *R*42, *R*34 und Elektrolytkondensator *C*16 ebenfalls zur Basis des Transistors 9. Sie verkleinert die durch den Lautsprecherkoppelkondensator und den Lautsprecher verursachten nichtlinearen Verzerrungen im unteren bzw. oberen Frequenzbereich. T12 und T13 begrenzen bei Übersteuerung des Verstärkers die Basis-Emitter-Spannung der Treibertransistoren, um eine Übersteuerung der Endtransistoren durch Überschreiten der Verlustleistung zu vermeiden. Die Begrenzerschwelle kann mit *R*45 und *R*46 für jede Halbwelle getrennt eingestellt werden. Dadurch ist es nicht notwendig, für T12 und T13 gepaarte Transistoren einzusetzen. Durch die Schutzdioden D5 und D6 wird Inversbetrieb über T12 und T13 vermieden.

5.3. Schaltungsvarianten

Wie schon erwähnt, kann die Steckeinheit auch mit pnp-Endtransistoren bestückt werden. Geeignet dafür sind z. B. alle Germaniumleistungstransistoren mit einer zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung von 22 bis 60 V und einem maximalen Kollektorstrom $\geqq 3$ A. Dabei darf die angelegte Betriebsspannung auch im Leerlauf die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung nicht übersteigen. Geeignet sind die Germaniumleistungstransistoren *GD 160 ... GD 180*, *GD 240 ... GD 244*, die ungarischen Transistoren *ASZ 1015 ... ASZ 1018*, *AD 149*, *AD 150*, die Transistoren *OC 26*, *OC 27*, *3 NU73 ... 7 NU73* von TESLA, sowjetische Germaniumleistungstransistoren bei Beachtung der Gehäuseform und entsprechende BRD- oder japanische Äquivalenztypen.
Mit einem Transistorpaar *GD 242C* läßt sich beispielsweise eine Ausgangsleistung von 14 W, mit einem Transistorpaar *ASZ 1016* eine Leistung von etwa 30 W, am 4-Ω-Lastwiderstand bei 37 V Betriebsspannung erreichen.
Aus Bild 5.4 sind die für Germaniumbestückung erforderlichen Änderungen des Endverstärkers zu erkennen. Die mit einem Ring versehenen Buchstaben stellen Anschlußpunkte oder Lötösen auf der Leiterplatte dar und entsprechen den Stützpunkten der Siliziumvariante.

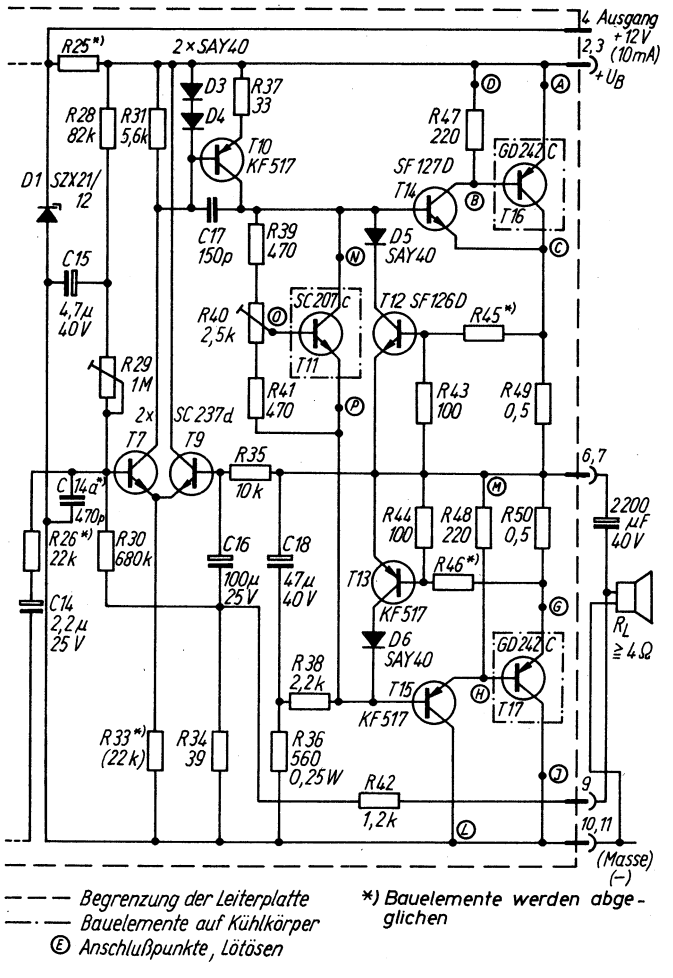


Bild 5.4 Endverstärker mit Germaniumleistungstransistoren

Die Änderungen gegenüber der Siliziumausführung sind geringfügig und betreffen im wesentlichen die Umpolung von Treiber- und Endtransistoren T14 ... T17, die Umschaltung der End-

transistoren-Basiswiderstände *R*47, *R*48 und die Änderung zweier Drahtbrücken.

Bei einer weiteren, in Bild 5.4 dargestellten Variante ist in der Schaltung nach Bild 5.1 am gemeinsamen Emitterpunkt der Differenzstufe (T7, T9) liegende Konstantstromquelle (*R*32, T8, D2, *R*27, *R*33) durch einen hochohmigen Widerstand von 18 ... 22 kΩ gegen Masse ersetzt worden. Diesen kann man auf der Leiterplatte an Stelle des Widerstands *R*32 anbringen. Der Anschlußpunkt des Kollektors von Transistor T8 ist für diesen Fall mit einer Drahtbrücke nach der Masseleitung (z. B. Fußpunkt *R*33), zu überbrücken. Die oben aufgeführten Bauelemente werden für diese Variante, die man dann wählt, wenn keine hohe Anforderung an Stabilität und Eingangswiderstand des Endverstärkers gestellt wird, nicht bestückt. Wird auf mischbare Eingänge verzichtet, braucht nur einer der 3 Mischeingänge bestückt zu werden. Die zwei anderen Eingangstransistoren und ihre Bauelemente entfallen dann. Sinngemäß wird verfahren, wenn nur 2 Mischeingänge benötigt werden.

Auch die elektronische Überstrombegrenzung durch die Transistoren T12, T13 kann entfallen, wenn andere Sicherungsmaßnahmen vorhanden sind. Das trifft z. B. bei Hochstromleistungstransistoren ($Ic \geqq 10$ A) in Verbindung mit einem relativ hochohmigen oder elektronisch gesicherten Netzteil zu. Dabei werden die Bauelemente T12, T13, D5 D6 und *R*43 bis *R*46 nicht bestückt. Sollen der Eingangswiderstand und die zulässige Eingangsspannung auf Kosten der Gesamtverstärkung erhöht werden, so sind die Widerstände *R*1 ... *R*3 auf 560 kΩ und die Widerstände *R*7 ... *R*9 auf 10 kΩ zu erhöhen. Die Gesamtverstärkung geht dadurch auf ein Drittel des ursprünglichen Wertes zurück. Der Eingangswiderstand beträgt dann etwa 500 kΩ, die maximale Eingangsspannung 1 V.

5.4. Aufbau und Bestückung

Eine Einlagenleiterplatte mit den Abmessungen 90 mm × 150 mm bildet die Basis des gesamten Bausteins. An einer Stirnseite wurde eine 24polige Messerleiste nach *TGL 200-3604* (ehemals *Zeibina*) angenietet. 3 M3-Schrauben mit Distanzstücken tragen einen Profilkühlkörper *03840* nach *TGL 26151*, auf dem sich

isoliert die 2 Endtransistoren T16, T17 und der Kompensationstransistor T11 befinden. Bild 5.5 zeigt den kompletten Baustein. In der Darstellung entsprechend Bild 5.6 ist der Kühlkörper abgeschraubt. Dadurch sind die Bauelemente auf der Leiterplatte sehr gut zu erkennen.

Zum Anfertigen der drahtgewickelten Emitterwiderstände $R49$ und $R50$ ist weichlötbarer Widerstandsdraht im Durchmesser von 0,4 ... 0,8 mm gut geeignet, der eine Belastung von wenigstens 2 A verträgt. Zwei gleiche Widerstandsdrähte werden auf einen Widerstandswert von $0{,}5\,\Omega \pm 10\,\%$ ausgemessen. Dabei ist die Widerstandstoleranz unkritisch. Die beiden Drähte müssen nur vom gleichen Stück sein und gleiche Länge aufweisen. Die Drahtenden werden blank gekratzt und sauber verzinnt.

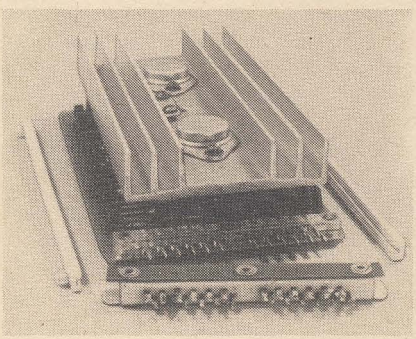


Bild 5.5
Vollständig bestückter Baustein und Montageteile

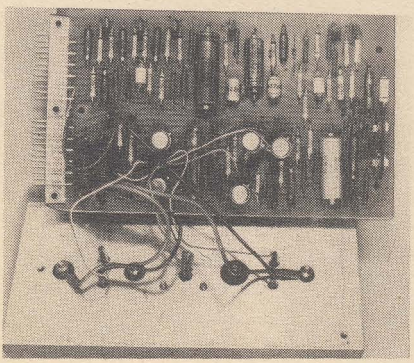


Bild 5.6
Bestückte Leiterplatte (Kühlkörper abgeschraubt)

Danach sind über einen geeigneten Spiralbohrerschaft zwei Widerstandswendel, maximal 8 mm Außendurchmesser, 18 mm Länge zu wickeln. Diese werden dann auf der Leiterplatte mit ihren abgewickelten Enden an den Lötösen weich angelötet. Zwei davon bilden die Lötstützpunkte C und G, an denen auch Anschlußleitungen, z. B. Litze 0,5 mm², zu den Endtransistoren angelötet sind. Die anderen Anschlußpunkte zum Kompensationstransistor T11 und zu den Endtransistoren sind ebenfalls an Stiftlötösen geführt. Unterhalb der Lötöse G und des Widerstands *R*48 setzt man zwei Drahtbrücken ein, die je nach verwendeten Leistungstransistor-Zonenfolgen eingelötet werden. Auch die Widerstände *R*47, *R*48 sowie die Treibertransistoren T14 und T15 sind je nach verwendeten Endtransistoren anzuordnen. Während die Treibertransistoren in ihrer Lage um 180° versetzt werden können, sind für die Widerstände *R*47 und *R*48 unterschiedliche Plätze vorgesehen. Die richtige Bauelementelage ist aus dem Stromlaufplan zu ersehen. Die Transistoren T10, T15 und T14 sind durch ein Plastedistanzstück auf Abstand von der Leiterplatte zu halten. Bei hohen Betriebsspannungen und großen Ausgangsleistungen ist es zweckmäßig, die Transistoren T14 und T15 mit austeckbaren Kühlsternen (bzw. Kühlflügeln) zu versehen. Alle Diodenplätze bis auf D2 sind zur Bestückung mit Glas- oder Plastedioden geeignet. Richttyp für Siliziumdioden ist die *SAY 40*. Verwendet werden können alle Siliziumdioden mit gleichen oder besseren Strom- und Spannungswerten. Als Z-Diode D1 können die Typen *SZX 21/12*, *SZX 19/12*, *SZX 18/12*, *ZA 250/12* oder entsprechende Importtypen eingesetzt werden. Die Diode D2 ist bei Verwendung der aktiven Stromquelle mit T8 in jedem Fall in Plastausführung einzusetzen.

Abgleichwiderstände wurden aus Zuverlässigkeitsgründen nur zur Einstellung der Mittenspannung und des Endstufenruhestroms als Regler ausgeführt. Außerdem kann der Mittenspannungsregler *R*29 nach erfolgtem Endabgleich durch einen Festwiderstand ersetzt werden. Für *R*29 und *R*40 sind die stehenden Einstellregler für gedruckte Schaltungen „P" Kenngröße 1 nach *TGL 11 886* vorgesehen. Es können aber auch die wesentlich zuverlässigeren Dickschichteinstellregler nach *TGL 27 423/01*, Kenngröße *523.813* eingesetzt werden. Mit den Widerständen *R*10 stellt man die Arbeitspunkte der Vorstufen, mit *R*19 die

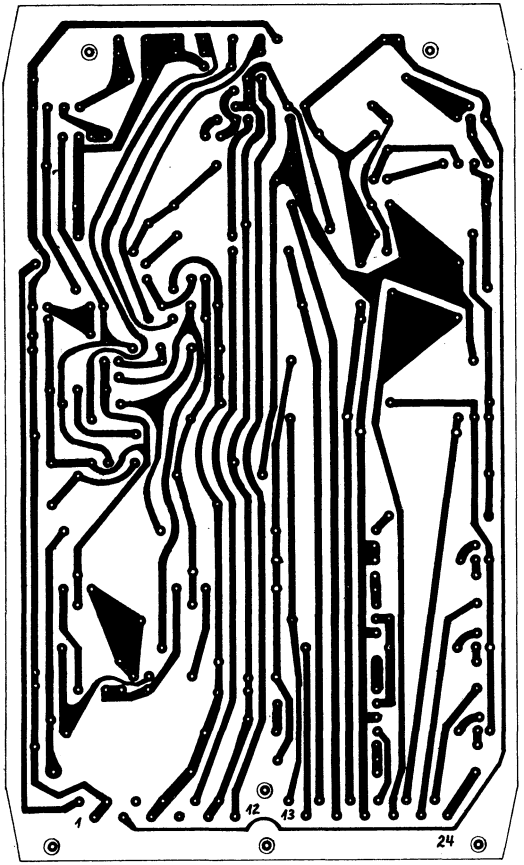


Bild 5.7 Leiterbild

der Transistoren des Höhen-Tiefen-Netzwerks ein. Zum besseren Abgleich werden jeweils 2 Widerstände in Reihe vorgesehen ($R10a$, $R19a$). Bild 5.7 zeigt das Leiterbild, in Bild 5.8 ist die Bauelementenbestückung zu erkennen.
Die Leistungstransistoren sind, durch dünne Glimmer- oder Hartpapierscheiben isoliert, auf dem Profilkühlkörper angeschraubt. Zur besseren Wärmeleitung ist zwischen Transistor und Isolierscheibe sowie zwischen Isolierscheibe und Kühl-

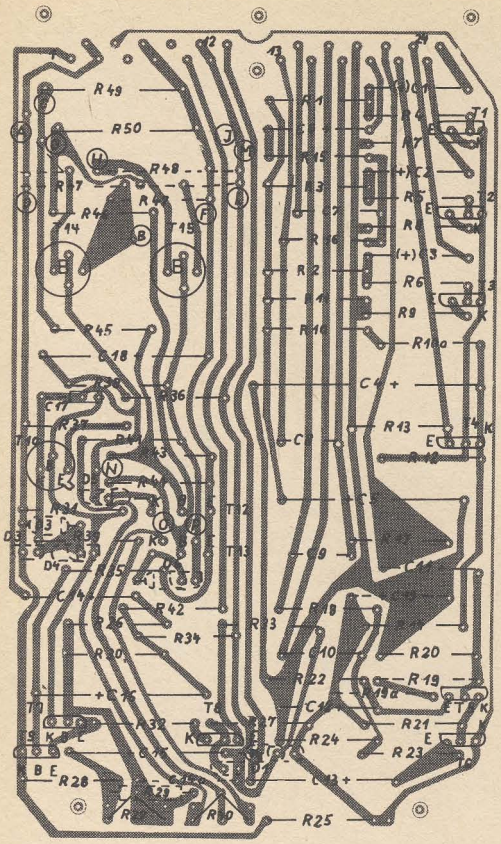


Bild 5.8 Bauelementebestückung

körper Silikonfett *NP 30* aufzutragen. Die M3-Befestigungsschrauben sitzen in Isolierbuchsen und sind durch Federringe gesichert. Über je einen 3-mm-Kabelschuh und Schaltlitze sind die Kollektoren mit der Schaltung verbunden. An die Anschlußstifte von Basis und Emitter werden die Anschlußleitungen direkt angelötet.

Zwischen den Leistungstransistoren wird der Kompensationstransistor T11 durch ein Klemmblech auf dem Kühlkörper be-

festigt oder mit *Epasol* aufgeklebt. Seine Anschlußdrähte werden mit Schaltlitze verlängert, isoliert und an die Lötösen N, O, P angelötet. Der Profilkühlkörper wird durch 3 Schrauben M3 und Distanzstücke mit der Leiterplatte verbunden. Um den Kühlkörper mit Masse zu verbinden, wird unter eines der 3 Befestigungsgewinde ein Kabelschuh mit einer am Punkt I angelöteten Masseleitung geklemmt. In Bild 5.9 sind die Abmessungen

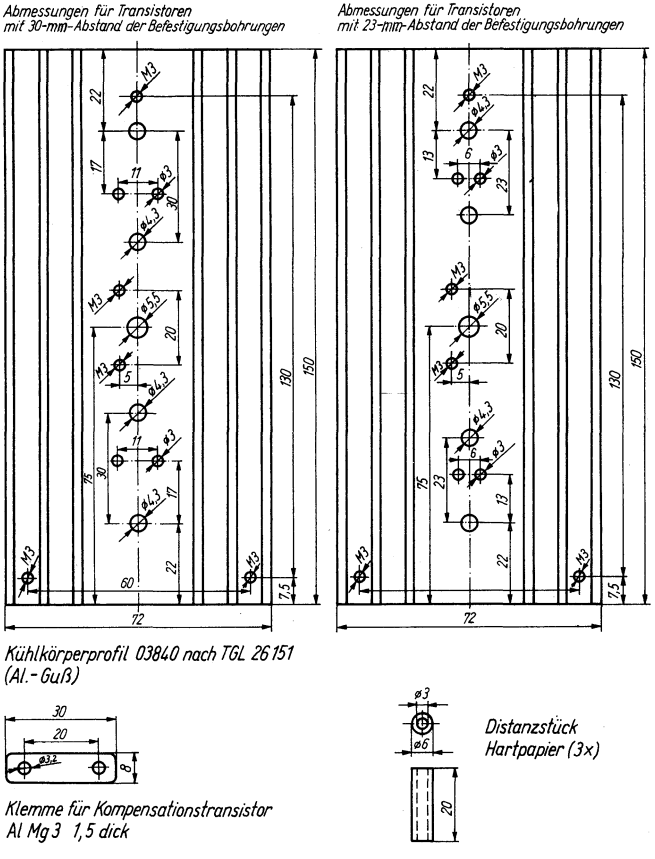


Bild 5.9 Bearbeitete Kühlkörperprofile *03840* und Montagezubehör

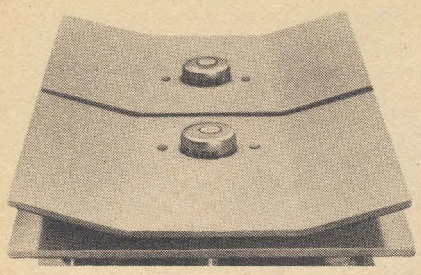


Bild 5.10
Kühlkörpervariante bis 15-W-Ausgangsleistung

der bearbeiteten Kühlkörperprofile und des Montagezubehörs angegeben.
Stehen keine genormten Kühlkörper zur Verfügung, so kann, bis zu einer Verlustleistung von 15 W, auch weiches Aluminiumblech AL 99,5, 2 mm dick zur Kühlung verwendet werden. Dabei werden zusätzliche Kühlflügel an den Leistungstransistoren befestigt. Einzelheiten sind aus Bild 5.10, Bild 5.11 und Bild 5.12 zu ersehen.

5.5. Inbetriebnahme und Erprobung

Zur Inbetriebnahme und Erprobung des Bausteins ist ein bestimmter Mindestaufwand an Meßgeräten und Hilfseinrichtungen erforderlich.
Als Meßgeräte werden mindestens 2 Vielfachmesser, ein Oszillograf und ein *RC*-Generator (wenigstens mit einigen Festfrequenzen) benötigt. Zusätzlich wäre noch ein dritter Vielfachmesser, ein Durchgangsprüfer mit Ohmmeter und ein Transistor- oder Röhrenvoltmeter günstig.
An Hilfseinrichtungen wird ein Adapter oder wenigstens eine 24polige Federleiste zum Anschließen der Betriebsspannung, des Lastwiderstands und der Regler benötigt. Weiterhin sind ein 4-Ω-, 20-W-Lastwiderstand und ein Schutzwiderstand 20 bis 30 Ω, 10 W zur Strombegrenzung erforderlich.
Beim Abgleich des Bausteins kann die für den Verstärker vorgesehene Betriebsspannungsquelle oder eine zusätzliche Gleichspannungsquelle verwendet werden.

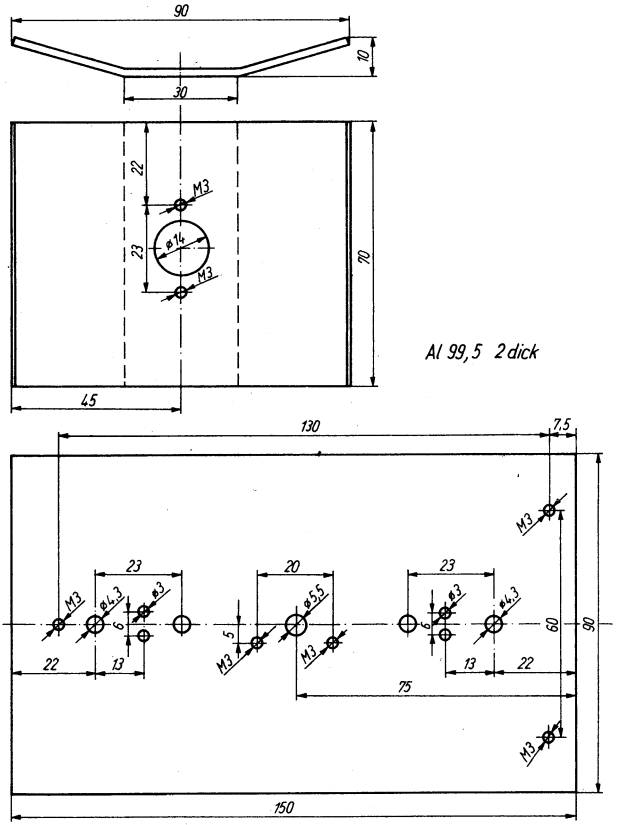


Bild 5.11 Abmessungen der Kühlkörpervariante für Transistoren mit 23-mm-Abstand der Befestigungsbohrungen

Vor Beginn der Abgleicharbeiten ist die ordnungsgemäße Bestückung der Steckeinheit zu überprüfen. Dabei ist auf richtige Polarität der Elektrolytkondensatoren und Einhaltung der Widerstandswerte besonders zu achten. Auch Dioden oder Transistoren können falsch gepolt sein. Vor dem Anlöten der Leistungstransistoren kontrolliert man mit einem Durchgangsprüfer ihre Isolation gegen den Kühlkörper. Transistor T11 ist ebenfalls an die entsprechenden Lötösen der Leiterplatte

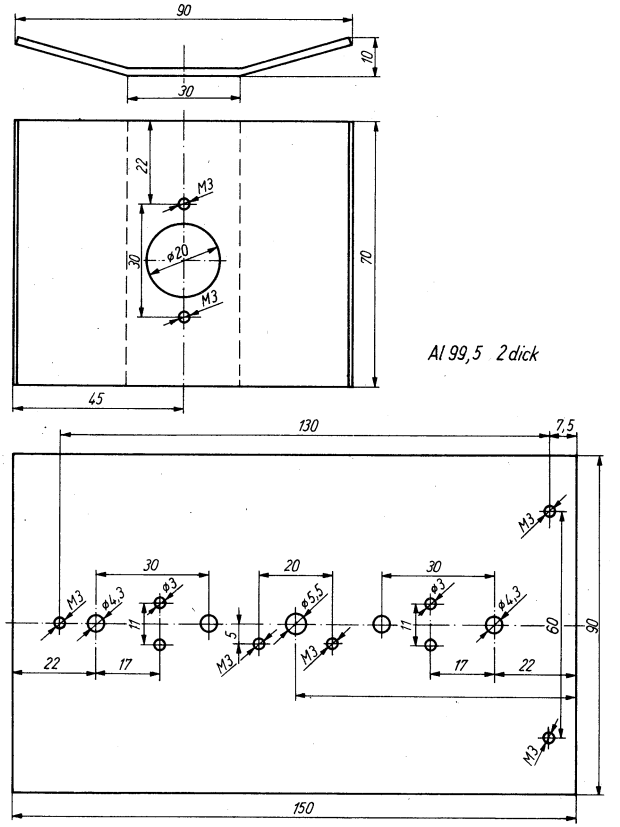


Bild 5.12 Abmessungen der Kühlkörpervariante für Transistoren mit 30-mm-Abstand der Befestigungsbohrungen

anzuschließen. In Verbindung mit dem Stromlaufplan ist noch einmal zu prüfen, ob die variantenabhängigen Bauelemente der gewählten Endtransistoren richtig geschaltet sind. Für $R25$ setzt man je nach vorgegebener Betriebsspannung folgenden Wert ein:

U_B 15 ... 18 V: 390 Ω 5% 25.311,
U_B 18 ... 25 V: 820 Ω 5% 25.412,
U_B 25 ... 40 V: 1,8 kΩ 5% 25.412.

An Stelle der Abgleichwiderstände $R10a$ und $R10$ wird ein Einstellregler 22 kΩ, für $R19a$ und $R19$ ein Einstellregler 1MΩ, an Stelle $R27$ ein Einstellregler 10 kΩ*), an Stelle $R33$ ein 100-Ω-Widerstand*) und für $C14a$ ein keramischer Scheibenkondensator 470 pF provisorisch eingelötet. Die Einstellregler $R29$ und $R40$ sind auf rechten Anschlag zu stellen. An Stelle $R45$, $R46$ sind 1-kΩ-Einstellregler in Reihe mit jeweils einem 100-Ω-Schutzwiderstand einzusetzen und auf größten Widerstandswert zu stellen. Soll der Baustein im fertig verschalteten Verstärker abgeglichen und erprobt werden, so muß man mit je einer 24poligen Steckerleiste und einer Federleiste einen Adapter anfertigen. Als Verbindungsleitungen werden isolierte Schaltlitzen (0,5 mm²) angelötet. Eingangsleitungen und Leitungen zu den Höhen- und Tiefenreglern sind geschirmt auszuführen.

Den Abgleich kann man aber auch außerhalb des vorgesehenen Verstärkergehäuses an einem getrennten Netzteil vornehmen. Dazu sind an eine 24polige Federleiste provisorisch die Betriebsspannungszuführungen (Kontakte 2, 3, 10, 11) mit den entsprechenden Überbrückungselektrolytkondensatoren von 2200 μF, der Auskoppelkondensator 2200 μF 40 V mit Lastwiderstand 4 Ω (Kontakte 6, 7, 10, 11), die Gegenkopplungsleitung vom Lastwiderstand nach Kontakt 9, je eine Brücke zwischen Kontakt 19 und 21 bzw. 18 und 10, 11 sowie für Eingangs-, Summen-, Höhen- und Tiefenregler entsprechende, lineare Einstellregler zu löten.

Der für den Widerstand $R27$ provisorisch eingelötete Einstellregler 10 kΩ ist auf größten Widerstandswert*) und der Summenregler bzw. sein Ersatz auf 0 einzustellen. In die positive Betriebsspannungszuleitung vom Netzteil wird ein Gleichstrommesser (Bereich 1,5 A) und ein Schutzwiderstand 20 ... 30 Ω geschaltet. Wenn die Möglichkeit besteht, ist es zweckmäßig, die Betriebsspannung langsam auf den Sollwert hochzuregeln und dabei die Stromaufnahme des Verstärkers zu beobachten. Wird der Strom größer als 0,2 A, so ist die Betriebsspannung wieder abzuschalten und der Baustein noch einmal auf Schaltfehler oder falsche Bauelemente zu untersuchen. Hat die Betriebsspannung ihren Leerlaufsollwert erreicht, so wird der

*) Bei Varianten ohne Konstantstromquelle, wie z. B. in der Schaltung nach Bild 5.4, entfallen diese Bauelemente.

Spannungsmesser zwischen den Kontakten 10, 11 und 6, 7 angeschlossen und mit dem Einstellregler *R*29 die halbe Betriebsspannung am Meßinstrument eingestellt. Dabei ist die Stromaufnahme des Verstärkers zu beobachten. Der Strom sollte nicht größer als 0,1 A sein. Mit dem Ruhestromeinstellregler R40 ist ein Endstufenruhestrom von 20 bis 30 mA einzustellen. Dazu muß der Kollektor des T16 vom Lötstützpunkt A abgelötet und ein Strommesser zwischengeschaltet werden.
Zwischen Masse und Katode der Z-Diode D1 muß eine Spannung von 12 V $\pm$ 0,5 V zu messen sein.
Über den Widerstand *R*32 (1,8 kΩ) ist ein Spannungsmesser zu schalten und mit dem Ersatzeinstellregler 10 kΩ (an Stelle *R*27) am Spannungsmesser eine Spannung von 540 mV $\pm$ 60 mV einzustellen. Darauf ist die Betriebsspannung abzuschalten, der 10-kΩ-Regler auszulöten und sein eingestellter Widerstandswert mit einem Ohmmeter auszumessen. An Stelle des Reglerwerts wird ein Festwiderstand eingelötet. Sollte der gefundene Widerstandswert außerhalb der Normreihe liegen, so kann der Widerstand *R*33 noch um +25% verändert und ein geeigneter Wert für *R*27 eingesetzt werden.
Wird die Konstantstromquelle nur mit einem Festwiderstand von 18 ... 22 kΩ bestückt, so entfällt diese Einstellung. Damit ist der statische Abgleich des Endverstärkers beendet.
Als nächstes gleicht man den Vorverstärker ab. Dazu sind alle Mischregler vorerst auf 0 und die Höhen-Tiefenregler in Mittelstellung zu bringen. Die Betriebsspannung ist wieder einzuschalten. Zwischen Masse und Emitter T4 schaltet man einen Spannungsmesser und stellt mit dem *R*10-Ersatzregler eine Spannung von 6 V $\pm$ 0,2 V ein. Danach ist der Spannungsmesser zwischen Masse und Emitter T6 zu schalten und mit dem *R*19-Ersatzregler ebenfalls eine Spannung von 6 V $\pm$ 0,2 V einzustellen. Dann werden die Betriebsspannung abgeschaltet, die eingestellten Ersatzregler ausgelötet, ihre Widerstandswerte festgestellt und entsprechende Festwiderstände in die Schaltung gelötet. Da die gemessenen Werte meist nicht mit den Normwerten der Widerstände übereinstimmen, kann der benötigte Wert durch eine Reihenschaltung aus 2 Widerständen (z. B. *R*19, *R*19a) realisiert werden. Bei den *R*19-Abgleichwiderständen ist der höherohmige Wert immer an die Basis des Transistors T5 zu legen und anzustreben, möglichst mit einem

Widerstand auszukommen. An Stelle des nicht benötigten Widerstands wird dann für *R*19a eine Drahtbrücke eingesetzt. Sodann ist die Betriebsspannung wieder einzuschalten. Die Spannungen an den Emittern von T4 und T6 werden noch einmal gemessen und die gefundenen Werte in die Geräteunterlagen eingetragen.

Die dynamische Erprobung beginnt mit dem Endverstärker. An den 4-Ω-Lautsprecherersatzwiderstand, der schon zur statischen Einstellung angeschlossen sein kann, wird ein Oszillograf, und wenn vorhanden, ein Transistor- oder Röhrenvoltmeter bzw. ein empfindliches Wechselspannungsinstrument angeschlossen. Dabei muß man beachten, daß die Masseanschlüsse von Oszillograf und Transistorvoltmeter am Massekontakt 10, 11 liegen und der Gegenkopplungsanschluß 9 am Minuspol des Auskoppelelektrolytkondensators angeschlossen ist. Der obere Anschluß des Summenreglers (oder sein Ersatz) wird vom Kontakt 12 der Buchsenleiste getrennt und über eine geschirmte Leitung mit dem Ausgang eines *RC*-Generators verbunden. Der Masseanschluß des *RC*-Generators wird an Kontakt 18 geschaltet. Der Summenregler ist vorerst auf 0 zu stellen. Vor dem Einschalten der Betriebsspannung ist der Schutzwiderstand in der Betriebsstromleitung zu überbrücken oder zu entfernen. Zweckmäßigerweise wird eine flinke Schmelzsicherung in der Größe des maximal zu erwartenden Betriebsstroms an seine Stelle geschaltet. Am *RC*-Generator wird eine Frequenz von 1 kHz eingestellt und die Betriebsspannung des Bausteins eingeschaltet. Dabei ist die Betriebsstromaufnahme zu beobachten. Da der Eingangsregler noch auf 0 steht, darf die Stromaufnahme nicht größer als 50 bis 100 mA sein. Der Verstärkerausgang ist mit dem Oszillografen zu überprüfen. Es dürfen keine Verkopplungserscheinungen bzw. Schwingungen auftreten. Die Störspannung (Brummen oder Rauschen) sollte nicht größer als 30 mV sein. Danach ist der Summenregler aufzuregeln und der Verstärkerausgang mit dem Oszillografen zu beobachten. Die 1 kHz-Frequenz muß sauber, ohne erkennbare Verformungen und Übernahmeverzerrungen abgebildet werden. Das Eingangssignal wird jetzt so lange vergrößert, bis die Scheitelpunkte der Sinuskurve am Verstärkerausgang begrenzt werden. Die Begrenzung muß etwa gleichmäßig an beiden Halbwellen eintreten. Ist das nicht der Fall, muß die Mittenspan-

Tabelle 5.1 Technische Daten des Transistoruniversalverstärkerbausteins

Betriebsspannung	15 V	20 V	24 V	30 V	35 V	40 V
maximale Ausgangsspannung (bei f = 1 kHz; R_L = 4 Ω)						
Silizium-endtransistoren	4 V	5,3 V	6,7 V	8,6 V	10,2 V	11 V
Germanium-endtransistoren	4 V	5,4 V	6,9 V	9 V	10,4 V	11,2 V
maximale Ausgangsleistung (bei f = 1 kHz; R_L = 4 Ω)						
Silizium-endtransistoren	4 W	7 W	11,2 W	18,5 W	26 W	30 W
Germanium-endtransistoren	4 W	7,3 W	11,9 W	20,2 W	27 W	31,4 W
Betriebsstromaufnahme (bei Vollaussteuerung f = 1 kHz)						
Silizium-endtransistoren	0,44 A	0,57 A	0,68 A	0,85 A	1,18 A	1,26 A
Germanium-endtransistoren	0,50 A	0,66 A	0,8 A	1,0 A	1,2 A	1,3 A
Betriebsspannungsbereich			12 V ... 40 V			
Endtransistorenruhestrom			20 mA ... 50 mA			
Klirrfaktor (bei Vollaussteuerung)			≦ 5 %			
Frequenzbereich (– 3 dB)			30 Hz ... 25 kHz			
Eingangswiderstand			etwa 100 kΩ			
maximale Eingangsspannung (ohne Mischregler)			U_{eff} = 300 mV			
Eingänge			3, mischbar			
Eingangsempfindlichkeit (bei Vollaussteuerung f = 1 kHz)			U_{eff} ≦ 17 mV			
maximale Tiefen- und Höhenanhebung (bei 40 Hz und 20 kHz)			etwa 8fach ≙ +18 dB			
maximale Tiefen- und Höhenabsenkung (bei 40 Hz und 20 kHz)			etwa 10fach ≙ — 20 dB			

nung mit dem Regler *R*29 geringfügig korrigiert werden. Die Ausgangswechselspannung, bei der die Begrenzung gerade einsetzt, wird gemessen und in die Geräteunterlagen eingetragen. Bei gegebener Betriebsspannungsgröße muß sie etwa den vorgegebenen Werten der Tabelle 5.1 entsprechen.

Bei dieser Aussteuerung ist die Betriebsstromaufnahme des Bausteins und durch Umschalten des Transistorvoltmeters an den Eingang 1 die erforderliche Eingangswechselspannung für Vollaussteuerung zu messen. Die gefundenen Werte sind ebenfalls in die Geräteunterlagen einzutragen. Aus dem Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangswechselspannung läßt sich die Spannungsverstärkung des Endverstärkers ausrechnen.

Zur Aufnahme des Frequenzgangs des Verstärkers wird die 1-kHz-Ausgangsspannung etwa auf ein Viertel des Wertes der Vollansteuerung reduziert und danach, beginnend bei 1 kHz, die Frequenz des *RC*-Generators so lange verringert, bis die Ausgangsspannung auf den 0,7fachen Wert (−3 dB) der Spannung bei 1 kHz zurückgegangen ist. Damit ist die untere Grenzfrequenz gefunden. Diese liegt etwa zwischen 30 und 40 Hz. Die obere Grenzfrequenz wird ebenfalls, wieder beginnend bei 1 kHz, durch Erhöhen der Frequenz ermittelt, und zwar so lange, bis die Amplitude der Ausgangsspannung auf den 0,7fachen Wert gegenüber dem Wert bei 1 kHz zurückgegangen ist. Dieser Punkt soll bei etwa 15 bis 16 kHz liegen und kann mit dem provisorisch eingelöteten Kondensator *C*14a korrigiert werden. Die Reduzierung der Ausgangsspannung bei Aufnahme des Frequenzgangs ist bei Germaniumleistungstransistorbestückung unbedingt einzuhalten, da andernfalls die Leistungstransistoren durch thermische Überlastung bei hohen Frequenzen zerstört werden. Zur Einstellung der elektronischen Sicherungstransistoren T12, T13 wird der Endverstärker mit 1-kHz-Signal angesteuert und das Ausgangssignal am 4-Ω-Ersatzwiderstand auf Maximalausgangsspannung eingestellt.

Der den Einsatz der elektronischen Sicherung bestimmende Maximalstrom richtet sich nach dem maximal zulässigen Kollektorstrom der Endstufentransistoren. So entspricht z. B. der maximale Kollektorstrom von 3 A bei den Germaniumtypen *GD 242 ... GD 244* einem Effektivwert von $3\ \mathrm{A}/\sqrt{2} = 2{,}12\ \mathrm{A}$. Auf diesen Wert wird die Sicherung eingestellt. Da der mini-

male Außenwiderstand des Verstärkers 4 Ω und die maximale Betriebsspannung 40 V betragen, kann für größere Leistungstransistoren ein Sicherungseinsatzpunkt bei I_{eff} 3,18 A festgelegt werden. Der Wechselstrommesser wird in Reihe mit dem Lastwiderstand geschaltet und dieser so lange verkleinert, bis der Maximalstrom erreicht ist. Danach verkleinert man die an Stelle der Widerstände *R*45, *R*46 eingesetzten Einstellregler so lange, bis eine Begrenzung des Ausgangssignals gerade zu erkennen ist. Nach Abschalten der Betriebsspannung werden die eingestellten Widerstandswerte von Schutzwiderstand plus Einstellregler gemessen und entsprechende Festwiderstände eingesetzt.

Danach sind bei abgeschaltetem Verstärker der *RC*-Generator und seine Anschlußleitung vom Summenregler zu entfernen und der Lautsprecherersatzwiderstand abzuklemmen Wird jetzt die Endstufe wieder eingeschaltet, so darf auch bei voll aufgedrehtem Summenregler (empfindlicher Regleranschluß von Kontakt 12 getrennt) keine Selbsterregung des Endverstärkers auftreten. Damit ist die Erprobung des Endverstärkerteils beendet.

Zur Inbetriebnahme des Vorverstärkerteils wird die Stromversorgung abgeschaltet und der Summenregler vor dem Endverstärker auf 0 gestellt. Der Lautsprecherersatzwiderstand ist wieder anzuklemmen. Oszillograf und Transistorvoltmeter (hier darf kein einfaches Zeigerinstrument verwendet werden, da die Belastung des Ausgangs zu groß wäre) sind zwischen Kontakt 12 und 18 zu schalten. Ein Eingangsregler des Mischverstärkers, z. B. am Kanal 1, wird auf größte Empfindlichkeit gestellt, die zwei anderen Mischregler bleiben in Nullstellung. Der *RC*-Generator wird an den Mischeingang 1 angeschlossen und sein Amplitudenregler auf 0 gestellt. Danach ist die Stromversorgung wieder einzuschalten. Beim Durchdrehen der Höhen-Tiefenregler darf keine Selbsterregung des Vorverstärkers auftreten. Höhen- und Tiefenregler werden in Mittelstellung gebracht und an den Eingang ein 1-kHz-Signal gelegt.

Am Vorverstärkerausgang 12 muß sich eine unverzerrte 1-kHz-Sinusspannung von U_{eff} 3 V $\pm$ 0,3 V einstellen lassen. Tritt eine geringe einseitige Begrenzung bei Übersteuerung auf, so ist mit dem *R*19-Abgleichwiderstand gleichmäßige Begrenzung einzustellen. Bei 3-V-Ausgangswechselspannung am Ausgang 12 schaltet man das Transistorvoltmeter an den Verstärkerein-

gang um, mißt die für die Maximalaussteuerung des Vorverstärkers erforderliche Eingangswechselspannung und errechnet die Verstärkung des Vorverstärkerteils. Die maximale Eingangsspannung (ohne Mischregler) liegt bei 300 ... 330 mV, so daß sich für den Vorverstärker eine Spannungsverstärkung von 9- bis 10fach ergibt. Die anderen Mischeingänge werden sinngemäß überprüft.

Es schließt sich die Erprobung des Höhen-Tiefen-Netzwerks an. Dazu werden die Höhen-Tiefenregler auf maximale Anhebung gestellt, die Eingangsspannung reduziert und durch Verändern der Eingangsfrequenz die tiefe und hohe Frequenz mit der größten Amplitude am Ausgang 12 gesucht. Sind diese Punkte gefunden, so wird die Eingangswechselspannung so eingestellt, daß U_{eff} 2 V am Ausgang 12 anliegt. Bei konstanter Eingangsamplitude wird jetzt wieder 1 kHz eingestellt. Das Verhältnis von Maximalamplitude bei hoher und niedriger Frequenz zur Amplitude bei 1 kHz ist die maximale Höhen-Tiefen-Anhebung. Sinngemäß kann bei zurückgedrehten Höhen-Tiefenreglern die maximale Absenkung gegenüber 1 kHz bestimmt werden. Bei Mittelstellung der Höhen-Tiefenregler muß der Frequenzgang etwa von 40 Hz bis 15 kHz linear sein, d. h., die Amplitude darf, bezogen auf 1 kHz, nicht unter den 0,7fachen Wert sinken. Ist dieser Abgleich beendet, so wird die Betriebsspannung abgeschaltet, und an Stelle der Einstellregler werden entsprechende Festwiderstände eingelötet.

Zur dynamischen Überprüfung des gesamten Bausteins werden Oszillograf und Transistorvoltmeter wieder an den Lautsprecherersatzwiderstand geschaltet, den Summenregler und den Mischregler, an dessen Eingang der *RC*-Generator angeschlossen ist, dreht man voll auf. Der Amplitudenregler des *RC*-Generators wird vorerst auf 0 gestellt und die Betriebsspannung eingeschaltet. Da der gesamte Baustein eine große Verstärkung und hochohmige Eingänge aufweist, ist eine gute Abschirmung zur Vermeidung von Selbsterregung und Brummeinstreuungen unbedingt erforderlich. Isolierte und mit Massepotential verbundene Metallfolie oder kupferkaschiertes Basismaterial wird unter den Baustein gelegt und an den Seiten hochgezogen. Auch die Buchsenleiste mit den Steckverbindern sollte in diese Schirmung einbezogen werden. Voraussetzung ist außerdem, daß die Betriebsspannungsversorgungsanschlüsse unmittelbar am Steckver-

binder mit Elektrolytkondensatoren $\geqq 2000\,\mu F$ überbrückt sind. Durch Aufdrehen des Tiefenreglers wird die Sicherheit gegen Verkopplung über die Versorgungsleitungen erprobt. Sollte es dabei zu Selbsterregung mit niedrigen Frequenzen kommen, so ist zu prüfen, ob die Masseleitungen des Versuchsaufbaus Stromschleifen bilden oder eventuell zu geringer Leitungsquerschnitt verwendet wurde. Wird die Spannung des auf 1 kHz eingestellten *RC*-Generators angelegt, so muß am Ausgang des Endverstärkers ein sauberes Sinussignal anliegen und sich auf maximale Ausgangsleistung ohne Verzerrungen einstellen lassen. Treten bei aufgedrehtem Tiefenregler niederfrequente Signalmodulationen auf, so ist das auf eine schon oben erwähnte Verkopplung über die Versorgungsleitungen zurückzuführen. In diesem Fall kann z. B. die Verlegung des Anschlußpunkts der Vorverstärkermasse (Kontakt 18) von Kontakt 10, 11 nach dem Minuspol des Elektrolytkondensators bereits helfen. Als nächstes wird der Höhenregler aufgedreht. Ungenügende Schirmung oder Kreuzungen zwischen Eingangs- und Ausgangsleitungen führen leicht zu Selbsterregung des Verstärkers mit höheren Frequenzen. Das ist, außer am Oszillografen, durch eine starke Betriebsstromzunahme zu erkennen.

Dieses Schwingen ist meist nicht hörbar, muß aber unbedingt vermieden werden, da es zur Zerstörung der Endtransistoren bzw. bei nur zeitweisem Einsatz zu einer unsauberen Tonwiedergabe führt. Notfalls sind die Kondensatoren *C*14a bzw. *C*17 etwas zu vergrößern.

Nach diesen Tests ist der Verstärker noch einmal über den gesamten Frequenzbereich zu prüfen. Dazu wird die Ausgangsspannung bei 1 kHz auf die 0,1fache Maximalausgangsspannung eingestellt und die Frequenz des *RC*-Generators nach niedrigen bzw. nach hohen Frequenzen verändert. In Mittelstellung der Höhen-Tiefenregler muß sich ein etwa linearer Frequenzgang von 40 Hz ... 15 kHz ergeben, bei voll aufgedrehten Höhen-Tiefenreglern muß eine mindestens 7- bis 10fache Überhöhung an den Eckfrequenzen festzustellen sein.

Achtung! Sind als Leistungstransistoren Germaniumtypen eingesetzt, so darf bei Frequenzen über 3 kHz die Ausgangsspannung nur kurzzeitig den 0,3fachen Maximalwert erreichen (thermische Überlastung durch Phasenverschiebung bei hohen Frequenzen).

Zuletzt wird der Verstärker noch mit offenen Eingängen geprüft.

Dazu sind alle Leitungen von den Eingängen zu entfernen und alle Regler in Maximalstellung zu bringen. Es darf kein Schwingen oder zu großer Brumm auftreten. Ist das der Fall, so sind die Eingänge nicht genügend geschirmt, oder es verlaufen Ausgangs- neben Eingangsleitungen.

Die Funktion der elektronischen Sicherung bzw. der Strombegrenzungsschaltung wird durch allmähliches Verkleinern des Lautsprecherersatzwiderstands bei voller Aussteuerung des Verstärkers mit 1 kHz geprüft. Ab Einsatzpunkt der Strombegrenzung darf der Betriebsstrom des Bausteins nicht mehr zunehmen. Für diese Prüfung muß die Betriebsstromquelle etwa 3 A abgeben können. Nun kann der Baustein mit Lautsprecher und Tonfrequenzquelle gehörmäßig überprüft werden.

5.6. Geräteaufbau und -prüfung

Beim Aufbau eines Verstärkers aus Universaltransistorverstärkerbausteinen sind mehrere Gesichtspunkte zu beachten.

Die Bausteine können waagerecht oder senkrecht montiert werden. Die 24polige Federleiste wird entweder an der Grundplatte angeschraubt (Distanzstücke unterlegen) oder bei senkrechter Montage an einem Gestellrahmen „schwimmend" befestigt. Die Leiterplatte wird in Plasteschienen geführt, die entweder im Gestellrahmen eingeknöpft oder an die Grundplatte geklebt werden. Stellt man nur geringe Ansprüche an Service und Auswechselbarkeit, so können an die der Steckerleiste entgegengesetzt liegenden Ecken der Leiterplatte 2 Löcher gebohrt werden, und man kann den Baustein auf der Metall- oder Holzgrundplatte anschrauben.

Dazu sind etwa 5 mm lange Isolierstoffdistanzrollen unterzulegen und 2 Befestigungsschrauben durch die Nietlöcher der Steckerleiste zu schrauben. Die Federleiste wird nur auf die Messerleiste aufgesteckt.

Bevor die externen Leitungen an die Federleiste gelötet werden, sind ihre Federn sorgfältig zu säubern und die Federanschlüsse zu verzinnen. Danach kann man die externen Leitungen anlöten. Da der Steckverbinder aus thermoplastischem Material besteht, das sich bei Erwärmung verformt, darf nur bei einge-

steckter Messerleiste an den Federanschlüssen gelötet werden. Die Lötzeit soll nicht über 3 s betragen.

Große Schwierigkeiten treten immer wieder durch unsachgemäßen elektrischen Aufbau auf. Ungenügend niedriger dynamischer Innenwiderstand der Betriebsspannungsquelle und Masseschleifen führen zu Verkopplungen über die Versorgungsleitungen, die durch periodische Kippschwingungen niedriger Frequenz (< 50 Hz) zu erkennen sind. Ungenügende Schirmung der relativ hochohmigen Verstärkereingänge bzw. Eingangsleitungen, ungeeignete Leitungsführung von Ein- und Ausgangsleitungen nebeneinander führen bei aufgedrehten Höhen-, Tiefen-, Misch- und Summenreglern zu starken Brummerscheinungen und vor allem zur Selbsterregung mit einer hohen Frequenz. Zur Vermeidung dieser Fehler sind folgende Punkte zu beachten:

- Die Betriebsspannungsanschlüsse jedes Bausteins (2, 3, 10, 11) sind unmittelbar an der Federleiste auf kürzestem Wege mit einem Elektrolytkondensator $\geqq 2000\ \mu$F zu überbrücken.
- Die Masseanschlüsse (nicht Gehäuseanschlüsse!) von Eingangs- und Summenreglern sind *einzeln* mit dem Massekontakt 18 der Steckerleiste zu verbinden. Das gilt ebenfalls beim Aufbau eines Stereoverstärkers für die Masseanschlüsse des Balancereglers und der Tandemmischregler, von denen jeder zum Kontakt 18 des zugehörigen Bausteins zu führen ist.
- Die Masseanschlüsse der Eingangsdiodenbuchsen (2) müssen an die Masseanschlüsse der jeweiligen Mischregler geführt werden (bei Stereobeschaltung zum Minuspol des Netzteilelektrolytkondensators).
- Der Massekontakt 18 ist auf kürzestem Wege mit dem Minuspol des oben angegebenen Überbrückungselektrolytkondensators zu verbinden (Schaltdraht Durchmesser $\geqq$ 0,8-mm-Cu).
- Bei Stereoaufbau werden von den Massepunkten 10, 11 jedes Bausteins getrennte Masseleitungen, Durchmesser $\geqq$ 1-mm-Cu, zum Minuspol des Netzteilelektrolytkondensators geführt.
- Ein- und Ausgangsleitungen (die Gegenkopplungsleitung 9 ist auch als Ausgangsleitung zu betrachten) sind soweit wie möglich voneinander entfernt zu verlegen. Das gilt übrigens auch für die Anschlußdrähte der Endtransistoren auf dem Baustein, deren Schlaufen nicht gerade über dem Eingangsverstärker liegen dürfen.
- Zur Vermeidung von Brummeinstreuung ist unter der Leiter-

plattenaufnahme eine isolierte Metallfolie oder ein dünnes Metallblech anzubringen, das zweckmäßigerweise auch noch an den Längsseiten des Bausteins hochgezogen werden kann. Auch die Steckerleiste sowie die Eingangsbuchsen kann man mit Metallfolie oder kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial abschirmen. Diese Schirmbleche bzw. -folien werden untereinander und mit den Massesteckern 10, 11 verbunden. Das gleiche gilt für die Gehäuseanschlüsse der Regler und Eingangsbuchsen. Alle Schirmteile kann man schleifenförmig verbinden. Es ist nur darauf zu achten, daß sie nicht als Signalleitung benutzt werden.

– Die Leitungen zu den Reglern sind geschirmt zu verlegen. Alle Schirmungen werden einseitig z. B. an die Gehäuseanschlüsse der Regler angeschlossen.

Der Erfolg der durchgeführten Maßnahmen kann nur im fertig geschalteten Gerät geprüft werden. Dazu ist an den Lautsprecheranschluß des zu prüfenden Bausteins ein 4-Ω-Ersatzwiderstand zu schalten und an diesem Oszillograf und Transistorvoltmeter anzuschließen. In die Plus-Zuleitung von der Originalbetriebsspannungsquelle zum Baustein ist ein Gleichstrommesser $\geqq 1{,}5$ A sowie ein Schutzwiderstand $15 \ldots 20\,\Omega \geqq 10$ W zu schalten. Zuerst überprüft man die Verkopplung über die Versorgungsleitungen. Dazu sind Summen- und Tiefenregler auf volle Verstärkung, der Höhenregler auf größte Höhenabsenkung und die Mischregler auf 0 zu stellen. Wird jetzt die Betriebsspannung zugeschaltet, so dürfen am Oszillografen keine periodischen Kippschwingungen zu sehen sein. Das gilt auch für die Stromaufnahme des Bausteins, die nur etwa den 3fachen Wert des eingestellten Endstufenruhestroms betragen darf. Werden nun nacheinander die Mischregler aufgedreht (die Eingangsbuchsen sind nicht durch externe Geräte beschaltet), so darf die Brummspannung am Ausgang bis maximal 1% der Spannung bei Vollaussteuerung ansteigen. Kippschwingungen dürfen auch jetzt nicht auftreten.

Als zweites überprüft man die Schwingsicherheit bei hohen Frequenzen. Dazu ist der Tiefenregler in Mittelstellung zu bringen. Summen- und Höhenregler werden voll aufgedreht. Die Mischregler befinden sich vorerst in Nullstellung. Werden diese nun nacheinander langsam auf größte Verstärkung gedreht, so darf sich bei keiner Reglerstellung mit dem Oszillografen ein

Schwingeinsatz feststellen lassen. Das gilt auch, wenn alle Mischregler in Maximalstellung sind und der Summenregler betätigt wird. Sollte es trotz sorgfältigstem Aufbau und ausreichender Schirmung noch zu Schwingeinsatz kommen, so kann man die Kondensatoren $C14a$ (Richtwert 470 pF) oder $C17$ (150 pF) auf Kosten der Höhenanhebung etwas vergrößern. Auch durch Verkleinern von $R42$ oder $R35$ läßt sich die Stabilität eventuell wieder herstellen.
Nach dieser Prüfung kann der Tiefenregler wieder aufgedreht werden. Treten auch danach keine Instabilitäten und zu große Störspannungen auf, so können die Verstärkerkanäle, die Höhen- und Tiefennetzwerke und die Gesamtverstärkung durch Anschluß eines RC-Generators gemessen werden.

5.7. Betriebsspannungsversorgung

Der Verstärkerbaustein kann je nach erforderlicher Ausgangsleistung und Übertragungsqualität an den unterschiedlichsten Stromversorgungsteilen betrieben werden. Da es in der Fachliteratur genügend Bauanleitungen über Stromversorgungsteile gibt, werden die Forderungen an ein Netzteil nur noch einmal allgemein abgehandelt und am Beispiel eines ausgeführten Stereostromversorgungsbausteins gezeigt.
Beim Entwurf des Netzteils muß man beachten, daß die zu erreichende Ausgangsleistung des Verstärkerbausteins neben dem Lautsprecherwiderstand und dem maximal zulässigen Kollektorstrom der Endtransistoren unmittelbar von der anliegenden Betriebsgleichspannung abhängig ist. Die maximal für diesen Baustein zulässige Betriebsgleichspannung liegt bei 40 V + 10 % und wird durch die zulässige Betriebsspannung der Elektrolytkondensatoren und Transistoren bestimmt. Damit sind die Grenzwerte, die auch bei Leerlauf des Verstärkers nicht überschritten werden dürfen, vorgegeben. Das heißt, daß die maximal sekundäre Transformatorwechselspannung für ein unstabilisiertes Netzteil nicht größer als 28 V sein darf, denn im Leerlauffall lädt sich der dem Gleichrichter nachgeschaltete Glättungskondensator auf den Scheitelwert dieser Wechselspannung ($\approx$ 40 V) auf.
Die Sekundärwicklung wird für etwa den 1,5fachen Wert des

zu erwartenden Maximalstroms ausgelegt. Um eine möglichst niederohmige, brummfreie Betriebsspannungsquelle zu erhalten, ist immer eine Zweiweggleichrichtung vorzusehen, die entweder durch eine Brückengleichrichtung oder durch 2 Dioden in Mittelpunktschaltung realisiert werden kann. Die letztgenannte Schaltung benötigt zwar nur 2 Dioden, erfordert aber die doppelte Sekundärwindungszahl auf dem Netztransformator. Dabei ist gegenüber der einfachen Sekundärwicklung bei Brückengleichrichtung nur etwa der halbe Drahtquerschnitt erforderlich. Bei einem unstabilisierten Netzteil bestimmt die Kapazität des Glättungselektrolytkondensators im wesentlichen den Innenwiderstand des Netzteils und die Größe der Brummspannung. Durch eine dem Glättungskondensator nachgeschaltete Drossel und einen weiteren Elektrolytkondensator läßt sich die Restwelligkeit der Betriebsspannung beträchtlich verringern. Der Glättungskondensator soll eine Kapazität von einigen tausend Mikrofarad haben. Die Gleichrichterdioden werden durch den Ladestromstoß des Elektrolytkondensators beim Einschalten des Netzteils sehr stark beansprucht. Um ihre Zerstörung zu vermeiden, muß man deshalb bei zu geringem Innenwiderstand von Transformator und Gleichrichterdioden einen Schutzwiderstand in die Diodenleitung schalten. Primär- und Sekundärseite des Netztransformators sind durch je eine Schmelzsicherung vor Überlastung und Kurzschlüssen zu schützen.

Beim Bau des Netzgeräts ist unbedingt die Einhaltung der Sicherheitsforderungen nach *TGL 200-7045*, Ausgabe 9/71 *Netzbetriebene elektronische Heimgeräte — Sicherheitsforderungen und -prüfungen*, zu beachten. So muß z. B. der Netztransformator einer Isolationsprüfung zwischen Primärwicklung und Kern sowie zwischen Primärwicklung zu Sekundärwicklung mit 2000 V ~ unterzogen werden. Diese Prüfung sollte man in einer Fachwerkstatt durchführen lassen. Das gleiche gilt für die Anfertigung eines Netztransformators, wenn kein solcher käuflich zu erwerben ist. Da bei Tonfrequenzgeräten das *Schutzleiterprinzip* nicht angewendet werden kann und darf — den Schutzleiter müßte man in diesem Fall mit der Gerätemasse verbinden, was zu starken Brummstörungen führen würde — wird bei diesen Geräten die Schutzmaßnahme *Isolierung* angewendet. Dazu muß das fertige Netzgerät noch einmal mit 2000 V Wechselspannung zwischen Primärwicklung des Transformators

und Gerätemasse geprüft werden. Alle mit Masse verbundenen und der Berührung zugänglichen Metallteile, wie Buchsen, Reglerachsen usw., sind nach Möglichkeit gegen unmittelbare Berührung zu isolieren oder wenigstens zu verdecken. Für Steckbuchsen und geschirmte Geräteanschlußkabel sollte man nur isolierte Ausführungen verwenden.

Bei der Anordnung des Netztransformators ist zu beachten, daß er ein mehr oder weniger großes magnetisches Streufeld hat, das z. B. den magnetischen Tonabnehmer von Plattenspielern, dynamische Mikrofone und Bandgeräte stört. Mit magnetischen Schirmungen ist dabei wenig zu erreichen. Durch Drehen des Transformators wird in einem solchen Fall die geringste Brummbeeinflussung gesucht. So haben z. B. Netztransformatoren mit *LL*-Schnitt, besonders wenn die Bleche nicht wechselseitig geschichtet wurden, ein so starkes magnetisches Streufeld, daß sie in den Leiterzügen des Verstärkers eines zu nahe angeordneten Verstärkerbausteins eine starke Störspannung induzieren können.

Für einen Stereoverstärker aus 2 Universalbausteinen, der bei Vollaussteuerung 2 × 25 W Musikleistung abgeben soll, wurde der folgende Stromversorgungsbaustein entwickelt (s. Bild 5.13). Auf einer Leiterplatte 90 mm × 150 mm mit 24poliger Steckerleiste nach *TGL 200-3604* befinden sich ein Netztransformator *LL 60/20*, Gleichrichterdioden und Siebkondensatoren. Bild 5.13 zeigt die Schaltung.

Der Stromversorgungsbaustein ist für 2 getrennte Betriebsspannungen ausgelegt. Jeder Gleichrichter besteht aus 2 Siliziumdioden in Mittelpunktschaltung. Die Dioden werden durch keramische Kondensatoren für höhere Frequenzen überbrückt. Jede Gleichspannung wird durch einen nachgeschalteten Elektrolytkondensator 2200 μF, 40 V geglättet. Zur Speisung des Stereoverstärkers werden die Minuspole beider Betriebsspannungen verbunden. Steht für die Baugruppe Netzteil mehr Platz zur Verfügung, so können die Elektrolytkondensatoren auf je 4700 μF, 40V vergrößert werden. Man erreicht damit eine geringere Brummspannung am Verstärker. Wickel- und Montageangaben für den Netztransformator sind aus Tabelle 5.2 zu ersehen. Soll ein *LL*-Transformatorkern verwendet werden, so ist zu beachten, daß die Wickeldaten nur für Texturblech gelten. Dynamoblech erfordert größere Windungszahlen.

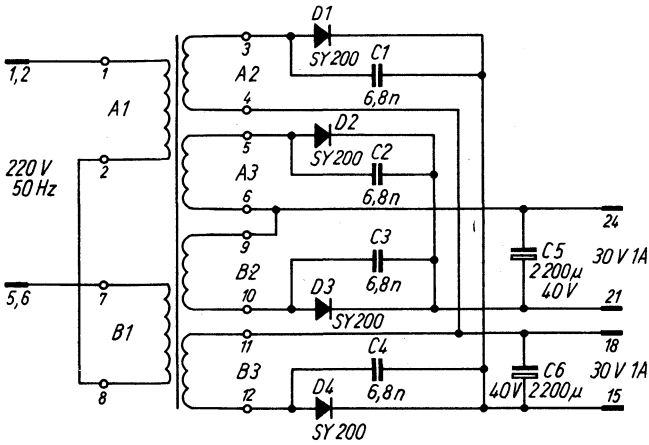


Bild 5.14 Stromversorgungsbaustein für Stereoverstärker

Tabelle 5.2 Bauvorschrift Netztransformator für Stereoverstärker

Kern *LL 60/20 TGL 3015*, Blech *LL 60* × 0,35 *E 136 TGL 14342* (Textur)
Blechzahl etwa 2 × 55 wechselweise, vollstopfen. Jochverstärkung 4 × 6.
Elektrischer Aufbau nach Bild 5.13;
primär: 220 V, 1840 Wdg., Le 0,3-mm-Cu Polyester
sekundär: 4 × 28 V, 1 A, 4 × 246 Wdg., Le 0,7-mm-Cu Polyester
Wickelvorschrift: Spule A ist wie Spule B zu wickeln, nach Fertigstellung und Kernmontage sind die Wicklungen phasenrichtig in Reihe zu schalten. Spulenkörper UI 60/20, 2 Stück (*TGL 0-41304*)

1. Kernisolation: 2 × LBgw Öl 0,1 × 63 gfb 3 *TGL 14888*
2. Wicklung A1 = B1: Runddraht, Le 0,3-mm-Cu *TGL 8402* Polyester 920 Wdg. 6 Lagen. Lagenisolation jede Lage 1 × Lp Öl 0,04 × 63 gfb 3
3. Zwischenisolation: 2 × LBgw Öl 0,1 × 63 gfb 3 *TGL 14888*
4. Wicklung A2 = B2: Runddraht, Le 0,7-mm-Cu *TGL 8402* Polyester, 246 Wdg. 3,5 Lagen. Lagenisolation jede Lage 1 × Lp Öl 0,04 × 63 gfb 3
5. Zwischenisolation 1 × LBgw Öl 0,1 × 63 gfb 3 *TGL 14888*
6. Wicklung A3 = B3 wie Wicklung A2 = B2
7. Deckisolation 2 × LBgw Öl 0,1 × 57 *TGL 14888*

Nach Fertigstellung des Transformators ist eine Isolationsprüfung der Primärwicklung gegen Kern und Sekundärwicklungen mit 2000 V~ durchzuführen.

Literaturhinweise

[1] H.-J. Fischer/W. E. Schlegel, Transistor- und Schaltkreistechnik. Berlin 1979.

[2] Halbleiter-Schaltbeispiele. Siemens, Ausgabe 1964, 1972/73.

[3] H. Hantzsch, Wärmeableitung bei Halbleitern. „Amateurreihe electronica", Band 161, Berlin, 1978.

[4] K. K. Streng, NF-Verstärker mit Transistoren. „Der praktische Funkamateur", Band 67, Berlin 1967.

[5] K. K. Streng, abc der Niederfrequenztechnik. Berlin 1969.

[6] NF-Leistungsverstärker mit Darlington-Vollkomplementär-Endstufen. Valvo-Brief, 25. 5. 1977.

[7] Halbleiter-Schaltbeispiele. VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, 1974.

[8] Die monolithisch integrierten NF-Verstärker A 210D, A 210K, A 211D, Eigenschaften und Anwendung. Applikationsreihe Mikroelektronik Heft 1, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, 1979.

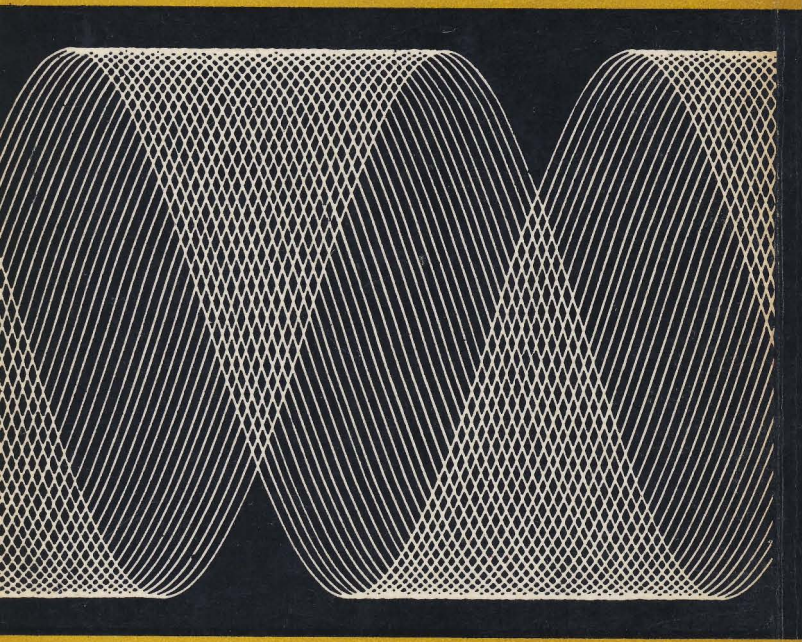
[9] Leistungstransistoren und lineare Leistungs-IC's. Informationen für den Anwender, SGS-ATES, 2. Auflage, August 1980.

[10] Databook „Linear integrated Circuits". 2. Edition, SGS-ATES, 2/1981.

[11] Technische Informationen für die Industrie, Nr. 810513. „Integrierte NF-Leistungsverstärkerschaltungen", Valvo, Mai 1981.

[12] H. Sax, IC's für NF-Leistungsverstärker. „Funkschau" 1979, Heft 20, Seite 1145 bis 1147.

[13] U. Erdmeier, Integrierter 20-W-Verstärker mit Kurzschlußschutz. „Funkschau" 1976, Heft 2, Seite 62.

[14] R. Sonnefeld/K. Brehm, HiFi-Stereosteuergerät Carat S. „radio-fernsehen-elektronik" 27 (1978), Heft 12, Seite 770.

[15] Gleichspannungsgesteuerte NF-Stereo-Einstell-Schaltkreise A 273D und A 274D. Applikationsreihe Mikroelektronik, Heft 7, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, 3/1981.